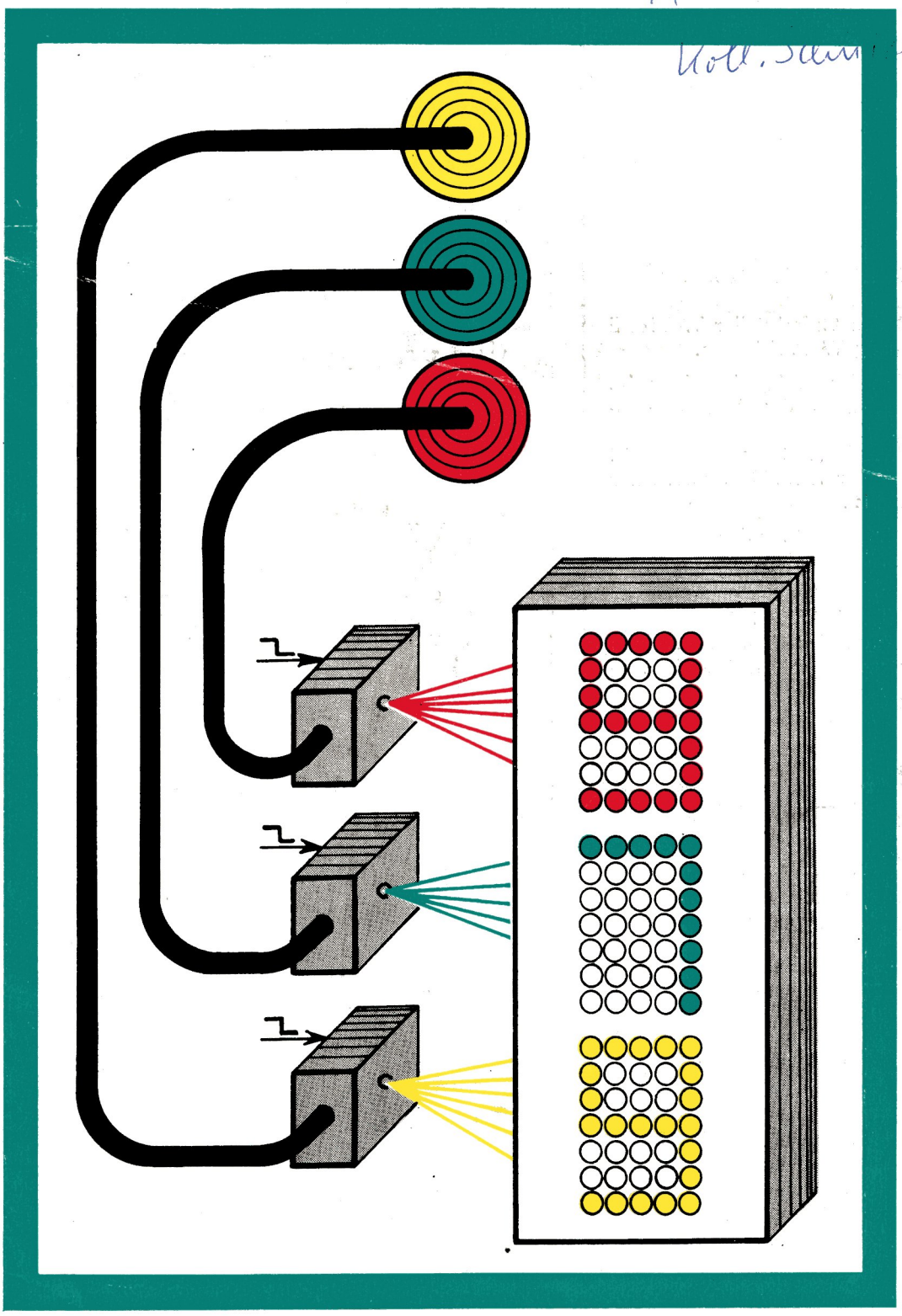
Abteilung Elek...
...KT. 1979
Betr... Ammendorf

9 msr

1979 **messen · steuern · regeln**

Ammendorf



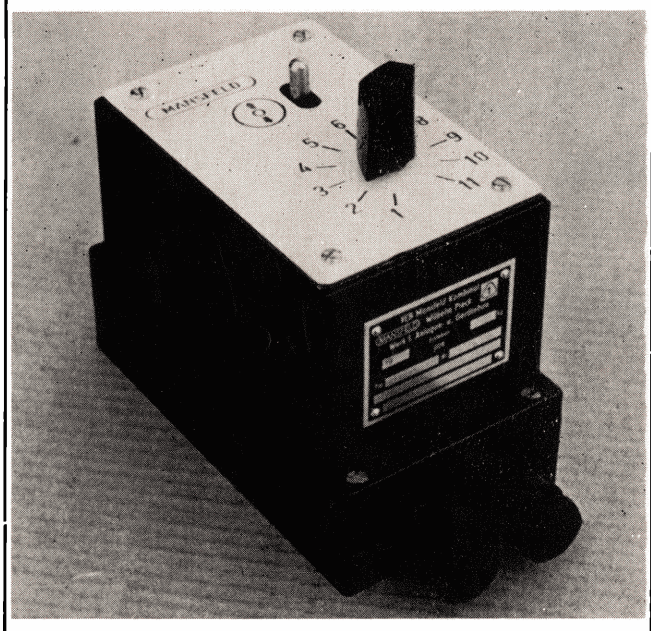
22. Jahrgang
Heft 9
September 1979

Verlagspostamt Leipzig
EVP: 4,— M

VEB Verlag Technik Berlin

Index 32 525
ISSN 0026-0347

Zur Steuerung von Schweißprozessen . . .



... bietet MANSFELD den Einfachsteller TAR 160 E und die Einfachsteuerung TAR 160 EK an.

Beide Varianten dienen der Drehzahlregelung des Gleichstrommotors EM 87-55 des VEB Elektromotorenwerk Hartha.
Kernstück dieses Stellers bzw. dieser Steuerung ist der Thyristorantriebsregler TAR 160, der auf einer Leiterplatte angeordnet ist.

Der Einfachsteller TAR 160 E ist für den Steuerungseinbau z. B. als Ersatz für den Magnetverstärker vorgesehen.

Die Einfachsteuerung TAR 160 EK ist eine selbständige Steuerung und bei einer Vielzahl von Schweißanlagen und Schweißgeräten einsetzbar.

MANSFELD

VEB
Mansfeld Kombinat
„Wilhelm Pieck"
Werk für Anlagen- und Gerätebau
DDR-425 Eisleben

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR-1026 BERLIN-ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Für Studierende höherer Semester und Absolventen technischer Hochschulen und Universitäten; Mathematiker, Physiker:

Direkte Methoden der Stabilitätsprüfung

Von Dr.-Ing. Karl Hormann

204 Seiten, 93 Bilder, 3 Tafeln, Broschur, 15,— M.
Bestell-Nr. 5517185

Eine Zusammenstellung der für die Praxis wichtigsten Stabilitätskriterien und -verfahren zur Untersuchung linearer und nichtlinearer Systeme. Die Darstellungsweise ist der Denkweise des Ingenieurs angepaßt. Zahlreiche Beispiele veranschaulichen die dargelegten Theorien.

Noch durch jede Buchhandlung erhältlich

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

SYNCHRON-MOTOREN

für die
Automatisierung
Meß-, Steuerungs- und
Regelungstechnik

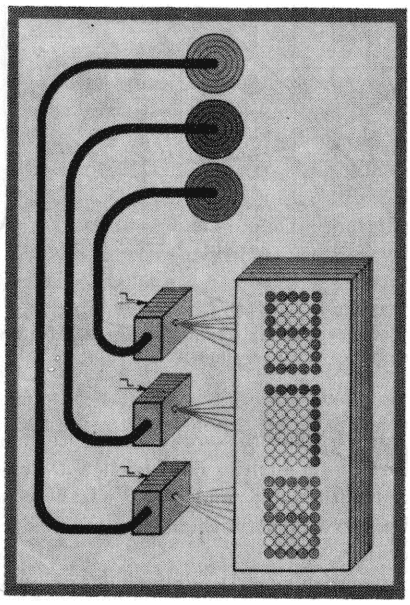
SM

VEB
SYNCHRONMOTORENWERK

68 Saalfeld (Saale)
Pößnecker Straße 46
Ruf: Saalfeld (Saale) 28 53/54
Telex: 588713 symo dd

msr
messen · steuern · regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik



Mit der Entwicklung neuer mikroelektronischer Bauelemente ergeben sich für die Automatisierungstechnik neue Konzeptionen für die Informationsgewinnung, -übertragung und -nutzung.
Eine Lösung wird im Einsatz der Lichtleiter als Übertragungsmedium gesehen. Lesen Sie hierzu die Beiträge von S. 482 bis S. 502.
Titelgrafik: *G. Schwesinger*

Herausgeber:
Wissenschaftlich-technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der KDT

Redaktionsbeirat:
Obering. G. F. Berg, Dr. rer. nat. A. Borgwardt, Dr.-Ing. e. h. W. Britall, Prof. Dr.-Ing. W. Fritzsch, Doz. Dr.-Ing. H. Fuchs, Dr. rer. nat. H. Gena, Dipl.-Ing. H. Gottschalk, Dr.-Ing. K. Hilscher, Prof. Dr.-Ing. habil. D. Hofmann, Dipl.-Ing.K. Keller, Prof. em. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. e. h. H. Kindler, Dipl.-Phys. G. Meister, Prof. Dr. sc. techn. R. Müller, Obering. K.-H. Nagel, Prof. Dr.-Ing. S. Pilz, Dr.-Ing. W. Reichel, Prof. Dr. sc. techn K. Reinisch, Dr.-Ing. H. Schulze, Prof. Dr.-Ing. H. Töpfer

9
22. Jahrgang
September 1979

VEB VERLAG TECHNIK

AUFSÄTZE

ISSN 0026-0347

482 *E. Kube*
Informationsübertragung mit Lichtleitern – Stand und Entwicklungstendenzen

490 *F. Gütler*
Meßdatenübertragung mit Lichtleitersystemen

495 *K. Göpel* und *K. Richter*
Einsatz der Optoelektronik in Automatisierungsanlagen

499 *J. Ermisch*
Einsatz optischer Übertragungsstrecken in der energetischen Elektrotechnik und in der Hochspannungsprüftechnik

503 *A. Lenk*
Fehlerbewertung von Meßgeräten

505 *L. Zipser* und *L. Dorfmüller*
Stand und Entwicklungstendenzen bei pneumatisch/elektrischen und elektrisch/pneumatischen Signalwandlern (Teil II)

508 *W. Lüdge* und *A. Lüdge*
Rechnergestützte Testung von Analog/Digital-Wandlern

511 *M. Tischmeyer, P. Weber, P. Jackisch* und *G. Hübel*
Off-line Verarbeitung von Impedanzfunktionen mit dem Hybridrechner HRA 7000

515 *R. Palm*
Maximum-Likelihood-Schätzung bei Pearson-Typ-I-verteilten Prozessen

519 *R. Wolf* und *K. Fiedler*
Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (XVII)

521 HISTORISCHES

523 PERSÖNLICHES

524 TAGUNGEN UND KOLLOQUIEN

530 TECHNISCHE INFORMATIONEN

534 BUCHBESPRECHUNGEN

535 LESERZUSCHRIFT

536 KURZ INFORMIERT

Dr.-Ing. *E. Kube*, Dresden[1])

Informationsübertragung mit Lichtleitern — Stand und Entwicklungstendenzen

IA 2.4.0.2.; 5.8.

0. Einleitung

Der in den letzten Jahrzehnten ständig wachsende Bedarf an Kanälen für die Informationsübertragung motivierte immer wieder Forschungsarbeiten zur Erschließung weiterer Bereiche des Spektrums elektromagnetischer Wellen für die Nachrichtentechnik. Durch trägerfrequente Übertragung in höheren Frequenzbereichen, sei es über Koaxialkabel oder Richtfunkstrecken, konnten die Kosten je Kanal-km um über eine Größenordnung gesenkt werden. Der heutige Umfang der Telefonie-, Daten- und Videoübertragung wurde so erst ermöglicht.

Die Nutzung des optischen Wellenlängenbereichs für die elektronische Informationsübertragung ist nicht so neu, wie man allgemein annimmt. Mit den vor etwa 40 Jahren entwickelten Lichtsprechgeräten wurden bereits Entfernungen von einigen km überbrückt. Die wesentliche Stimulanz für Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der optischen Nachrichtenübertragung ging jedoch von der Entwicklung des Lasers im Jahre 1960 aus. Durch Anwendung dieser kohärenten optischen Strahlungsquelle ist prinzipiell die Übertragung extrem hoher Bandbreiten (> 10 GHz) gegeben, wenn auch die weiteren Komponenten der Übertragungskette wie Multiplexer, Lichtmodulatoren, Übertragungsmedium, Empfänger und Demultiplexer zur Verfügung stehen. Die in allen Ländern mit einer entwickelten nachrichtentechnischen Industrie betriebenen Forschungsarbeiten zur Entwicklung von Komponenten und Systemen für die optische Informationsübertragung führten bis Anfang der 70er Jahre zu folgenden richtungweisenden Erkenntnissen:

- Die optische Nachrichtenübertragung mit stark gebündelten Strahlen durch die Atmosphäre hat vor allem infolge der Streuung an Aerosolen (Dunst, Nebel, Regen, Staub) eine geringe Übertragungssicherheit, wodurch die Anwendung auf Spezialfälle im Kurzstreckenbereich (einige km) beschränkt bleibt [1] [2].
- Die Übertragung der Lichtstrahlen durch Rohrleitungen mit refokussierenden Elementen (Linsen, Spiegel) ist außerordentlich aufwendig und nur dann sinnvoll, wenn die aus den physikalischen Möglichkeiten gegebenen extrem großen Bandbreiten genutzt werden können [3].
- Die besten Aussichten auf eine breite Einführung in die Praxis haben optische Informationsübertragungssysteme mit Halbleiterstrahlungsquellen (Injektionslaser- oder Lumineszenzdioden) als Sender, Lichtleitern auf faseroptischer Grundlage als Übertragungsmedium und Halbleiterfotodioden als Empfänger [4] bis [6].

Die letzte Aussage wurde durch kontinuierliche Fortschritte bei der Entwicklung dämpfungsarmer Lichtleiter, Halbleiterinjektionslaser für Dauerstrichbetrieb bei Zimmertemperatur und Avalanchefotodioden in den folgenden Jahren immer mehr erhärtet. Im Bild 1 ist die Verringerung der Dämpfung von Lichtleitern bei der Wellenlänge 0,85 µm und die Erhöhung der erreichten bzw. prognostizierten Lebensdauer von Halbleiterinjektionslasern während der letzten Jahre dargestellt [7]. Gegenwärtig wird der Einsatz von Lichtleitern sowohl in allen Ebenen postalischer Nachrichtennetze als auch in industriellen Datenübertragungseinrichtungen vorbereitet, und eine Vielzahl von Versuchssystemen hat die hervorragende Eignung dieser neuen Übertragungstechnik bestätigt.

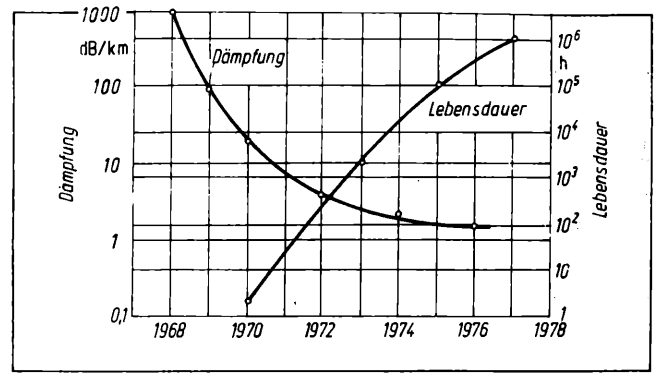


Bild 1. Fortschritte bei der Verringerung der Dämpfung von Lichtleitern und der Erhöhung der Lebensdauer von Laserdioden

In der folgenden Übersicht werden nach Darstellung der wesentlichen Eigenschaften von Lichtleiter-Übertragungssystemen speziellere Ausführungen zum gegenwärtigen Entwicklungsstand von Lichtleitern, Lichtleiterkabeln, Verbindungstechnik, Sendern, Empfängern und Anlagen gemacht. Abschließend werden einige Tendenzen der weiteren Entwicklung der optischen Informationsübertragung mit Lichtleitern angedeutet.

1. Besondere Eigenschaften von Lichtleiter-Übertragungssystemen

Bei der Informationsübertragung mit Kupferkabeln wird das in digitaler oder analoger Form vorliegende elektrische Signal direkt von der Sende- zur Empfangsendstelle geleitet. Die Lichtleiterübertragungstechnik erfordert zusätzlich am Sendeort einen elektrooptischen und am Empfangsort einen optoelektrischen Wandler, da die Signalaufbereitung und -verarbeitung in der Regel im elektrischen Bereich erfolgt. Dieser zusätzliche Aufwand wird jedoch in vielen Anwendungsfällen durch eine ganze Reihe von Vorteilen gegenüber der konventionellen Technik gerechtfertigt [8].

- Die Dämpfung der besten verfügbaren Lichtleiter liegt in dem heute genutzten Wellenlängenbereich um 0,85 µm bei 2 ... 3 dB/km. Noch günstigere Werte von 0,5 ... 1 dB/km ergeben sich bei der Wellenlänge um 1,3 µm, einem Bereich, der gegenwärtig durch Entwicklung von Sende- und Empfangsbauelementen erst erschlossen wird. Damit sind Strekkenlängen mit verfügbaren bzw. angekündigten optischen Sendern und Empfängern von >15 km bei 0,85 µm bzw. >50 km bei 1,3 µm möglich.
- Die Signalbandbreite ist bei optimal dimensionierten Lichtleitern mit einem Gradientenprofil des Brechzahlverlaufs über dem Faserradius >1 GHz · km.

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin.

- Die Übertragungsparameter des Lichtleiterkabels sind in weiten Grenzen temperaturunabhängig.
- Die geringen Abmessungen der Lichtleiterfasern gestatten vieladrige Kabelkonstruktionen mit nur wenigen mm Durchmesser, die im Vergleich zu Kupferkabeln bei besseren Übertragungsparametern eine weit geringere Masse aufweisen und bei der Verlegung kleinere Krümmungsradien zulassen.
- Zwischen den Lichtleitern tritt kein Nebensprechen auf.
- Die Signalübertragung kann im Lichtleiter nicht durch Störfelder beeinflußt werden.
- Ein Lichtleiterkabel ist weitgehend abhörsicher.
- Es können keine Störungen durch Erdschleifen auftreten.
- Zwischen Sender und Empfänger besteht Potentialtrennung.
- Der Einsatz in explosionsgefährdeter Umgebung unterliegt keinen Beschränkungen, da ein Entstehen von Funken ausgeschlossen ist.
- Die Werkstoffsubstitution von Kupfer durch Glas ist wegen zunehmender Erschöpfung der Kupfervorkommen von großer volkswirtschaftlicher Bedeutung.

Bei der Projektierung von Übertragungsstrecken mit Lichtleitern muß zunächst untersucht werden, ob und in welchem Maß die oben angeführten Eigenschaften der Lichtleitertechnik für die gestellte Aufgabe auch genutzt werden und ein Einsatz trotz der noch relativ hohen Kosten gerechtfertigt ist. Die gegenwärtige Periode der optischen Nachrichtentechnik ist deshalb vor allem durch den Aufbau und die Erprobung von Versuchssystemen gekennzeichnet.

Einmal müssen von den Anwendern bei der Installation und beim Betrieb eines grundsätzlich neuen Übertragungssystems Erfahrungen gesammelt werden, und zum anderen begrenzt der gegenwärtig noch relativ hohe Preis der Lichtleiterkabel und der optoelektronischen Bauelemente den Einsatz in größerem Rahmen.

Die Einsatzgebiete der Lichtleiter-Übertragungstechnik lassen sich bei einer Klassifizierung nach der Streckenlänge in drei Kategorien einteilen:

Kurzstreckenübertragung

Die Streckenlängen dieser vorwiegend für industrielle Anwendungen vorgesehenen Systeme liegen zwischen einigen Metern (z. B. Signalübertragung in Hochspannungsanlagen) und einigen hundert Metern (z. B. Datenübertragung zur Prozeßautomatisierung in stark gestörter Umgebung). Es werden sowohl Punkt-zu-Punkt-Verbindungen für analoge und digitale Signale als auch Datenbus-Systeme mit Bandbreiten bis etwa 10 MHz benötigt. Die einzusetzenden Kabel sollen Lichtleiter mit möglichst großem Kerndurchmesser und einer großen N. A. (numerische Apertur) enthalten. Die in großer Zahl erforderlichen Koppelverbindungen zwischen Lichtleitern bzw. zwischen Lichtleitern und optoelektronischen Bauelementen können so trotz einfacher konstruktiver Gestaltung verlustarm ausgeführt werden. Lichtleiter mit einem Kerndurchmesser von 0,2 mm, einer N. A. $>0{,}3$ und einer Dämpfung <50 dB/km haben sich für diese Anwendungen bewährt und werden industriell gefertigt. Als optoelektronische Wandler werden die relativ preisgünstigen GaAlAs-Lumineszenzdioden und Si-PIN-Fotodioden eingesetzt. Die Wellenlänge des optischen Signals liegt zwischen 0,82 und 0,92 µm. Konstruktiv sind die kompletten Sender und Empfängerschaltungen meist als geschirmte Module mit Lichtleitersteckverbindung ausgeführt.

Mittelstreckenübertragung

Systeme dieser Kategorie sind für Übertragungsstrecken bis zu einigen Kilometern geeignet. Der Einsatz erfolgt in industriellen Netzen zur Daten- und Videoübertragung, in Kabelfernsehsystemen und vor allem in postalischen Fernmeldenetzen der mittleren Ebenen. Die Übertragungstechnik ist vorwiegend digital mit Bitraten von 2 ... 140 Mbit/s. Dafür geeignete Kabel enthalten Lichtleiter mit einer Dämpfung <10 dB/km und einer Bandbreite von 200 ... 400 MHz · km. Der Kerndurchmesser der Lichtleiter liegt bei 50 µm, die N. A. beträgt etwa 0,2. Die Verbindungstechnik stellt folglich hohe Genauigkeitsanforderungen an die Koppelelemente mit Toleranzen im µm-Bereich. Als optoelektronische Wandler werden meist GaAlAs-Lumineszenzdioden und Avalanche-Fotodioden eingesetzt. Bei Bitraten >34 Mbit/s kann sich jedoch der Einsatz von Laserdioden als notwendig erweisen.

Weitstreckenübertragung

Die Überbrückung großer Entfernungen bei Digitalübertragung in höheren postalischen Netzebenen ist nur durch Einfügung von Zwischenregeneratoren in den Leitungstrakt möglich. Im Wellenlängenbereich um 0,85 µm beträgt die Länge eines Leitungsabschnitts bei Bitraten von 1000 ... 8 Mbit/s etwa 5 ... 15 km, bei 1,3 µm können sogar Leitungsabschnitte von 25 ... 75 km Länge realisiert werden. Dazu geeignete Lichtleiterkabel mit Dämpfungen <3 dB/km bzw. $<0{,}7$ dB/km wurden bereits labormäßig hergestellt. Als optoelektronische Wandler kommen vorwiegend Laser- und Avalanchefotodioden in Betracht.

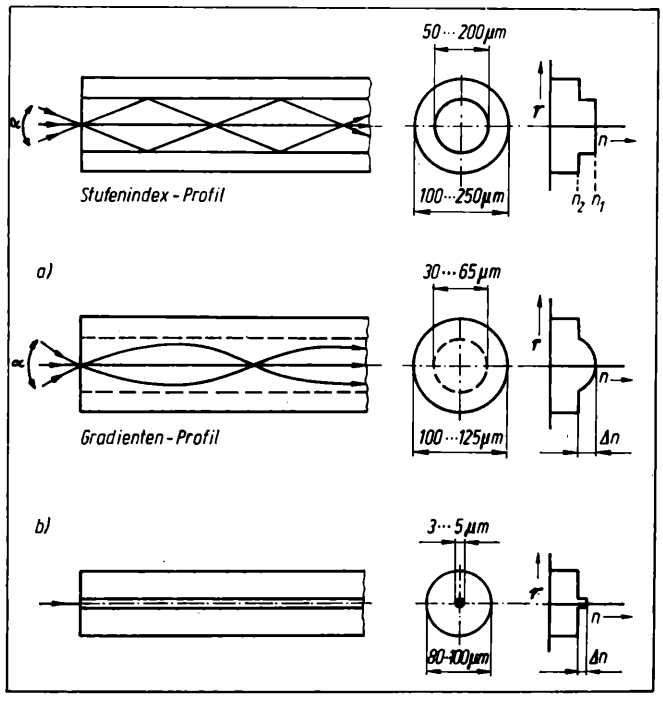


Bild 2. Arten von Lichtleitern
a) Mehrmoden-Lichtleiter, b) Einmoden-Lichtleiter

2. Systemkomponenten

Die Basis für die im Abschn. 1 angedeutete Vielfalt von Lichtleiter-Übertragungssystemen bilden Systemkomponenten, deren Entwicklung in den letzten 10 Jahren mit außerordentlicher Intensität vorangetrieben wurde. Der heute erreichte Stand wird in den folgenden Ausführungen kurz dargestellt.

2.1. Lichtleiter

Im Lichtleiter soll die eingekoppelte, mit dem zu übertragenden Signal modulierte Strahlung möglichst dämpfungs- und verzerrungsarm übertragen werden. Bild 2 zeigt den grundsätzlichen Ausbreitungsmechanismus in verschiedenen Lichtleitern.

- *Mehrmodenlichtleiter mit Stufenindexprofil* führen die innerhalb des Akzeptanzwinkels α in den Kern eintretende Strahlung

durch Totalreflexion an der Grenzfläche zwischen Kern- und Mantelglas. Laufzeitunterschiede zwischen Strahlen, die mit verschiedenen Winkeln in den Lichtleiter eintreten (in wellenoptischer Betrachtungsweise Moden) führen zur Bandbreitebegrenzung (Modendispersion), die sich bei Übertragung digitaler Signale als Impulsverbreiterung auswirkt.

● *Mehrmodenlichtleiter mit Gradientenprofil* haben im Kernbereich einen näherungsweise quadratischen Verlauf der Brechzahl, die Strahlung wird durch Refraktion wellenförmig um die Faserachse geführt. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit im achsenfernen Kernbereich ist infolge des hier optisch dünneren Mediums größer als im Zentrum der Faser, so daß alle Strahlen (Moden) näherungsweise die gleiche Laufzeit aufweisen. Gradientenlichtleiter haben folglich eine sehr hohe Bandbreite.

● *Einmodenlichtleiter mit Stufenindexprofil* sind bezüglich Kerndurchmesser und Brechzahldifferenz zwischen Kern- und Mantelglas so dimensioniert, daß nur der Grundmodus ausbreitungsfähig ist. Diese Forderung führt zu Kerndurchmessern in der Größenordnung der Wellenlänge. Die Übertragungsbandbreite ist extrem hoch und wird vor allem von der optischen Bandbreite des Senders infolge Wellenleiter- und Materialdispersion bestimmt. Bedingt durch die kleinen Kernabmessungen sind die technischen Schwierigkeiten bei der Herstellung und Handhabung von Einmodenlichtleitern sehr groß. Ihre Anwendung wird nur dann in Betracht gezogen, wenn Signale mit Bandbreiten >1 GHz über größere Entfernungen übertragen werden sollen.

Die Dämpfung in Lichtleitern wird durch Absorptions- und Streuverluste bestimmt. Die Herstellung muß deshalb von reinsten, glasbildenden Grundstoffen ausgehen und Streuzentren durch Materialdiskontinuitäten vermeiden. Als Beispiel für den im Labor bei der Lichtleiterherstellung erreichten Stand zeigt Bild 3 die Dämpfung eines Lichtleiters mit GeO_2-Kern und SiO_2-Mantel in Abhängigkeit von der Wellenlänge [9]. Die theoretische untere Grenze der Dämpfung ist im sichtbaren und im nahen infraroten Wellenlängenbereich durch Rayleigh-Streuung an Dichteschwankungen der Glaskomposition und im mittleren infraroten Bereich durch molekulare Absorption im Glas gegeben. Die ausgeprägte Absorptionslinie bei der Wellenlänge 1,37 µm wird durch Wechselwirkung mit OH-Ionen verursacht. Man erkennt, daß von den Dämpfungseigenschaften der Lichtleiter her gesehen der gesamte Wellenlängenbereich von 0,7 bis 2,0 µm für die Informationsübertragung genutzt werden kann.

Die Bandbreite eines Lichtleiters wird von Laufzeitunterschieden zwischen den Moden (intermodale Dispersion) und von Wellenlängenabhängigkeit der Fortpflanzungskonstanten innerhalb eines Modus (intramodale Dispersion) bestimmt.

Die intramodale Dispersion kann durch Optimierung des Brechzahlprofils theoretisch bis auf 30 ps/km (Bandbreite ~10 GHz) herabgesetzt werden. Bei labormäßig hergestellten Lichtleitern wurden 0,15 ns/km erreicht [10]. Das optimale Brechzahlprofil ist material- und wellenlängenabhängig, folglich ist bei Wellenlängenmultiplexbetrieb zusätzlich eine Profildispersion zu berücksichtigen. Die intramodale Dispersion wird im wesentlichen von der Materialdispersion (Wellenabhängigkeit der Brechzahl) bestimmt und ist damit der optischen Bandbreite des Senders $\Delta\lambda$ proportional. Im Bild 4 ist die Abhängigkeit der Materialdispersion von der Wellenlänge dargestellt [9]. Bei der Wellenlänge der GaAlAs-Strahlungsquellen um 0,85 µm beträgt die Materialdispersion 80 ps/km · nm. Eine Lumineszenzdiode mit $\Delta\lambda = 40$ nm verursacht damit eine Materialdispersion von 3,2 ns/km. Dieser Wert kann für das ganze Übertragungssystem bandbreitebegrenzend sein. Eine Laserdiode mit $\Delta\lambda = 2$ nm führt dagegen nur zu einer Materialdispersion von 160 ps/km. Besonders bemerkenswert ist der Nulldurchgang der Materialdispersion von Quarz bei der Wellenlänge 1,27 µm. Da auch die Dämpfung hier minimiert werden kann (Bild 3), ist diese Wellenlänge besonders für die Weitstreckenübertragung mit großer Bandbreite geeignet.

Für die Herstellung dämpfungsarmer Lichtleiter hat sich die Abscheidung des Glases aus der Dampfphase nach einer modifizierten Hochtemperatur-CVD-Technologie weitgehend durchgesetzt [11]. Dazu werden hochreine Chloride (z. B. $SiCl_4$, $GeCl_4$, BCl_3) mit Sauerstoff in einem Quarzrohr zur Reaktion gebracht. Es bilden sich Glaspartikel (z. B. SiO_2, GeO_2, B_2O_3), die auf der Innenseite des Quarzrohres bei Temperaturen von etwa 2000 °C aufschmelzen. Durch Steuerung der Gaszusammensetzung können Gläser mit unterschiedlicher Brechzahl in Schichten aufgebracht und so die gewünschten Brechzahlprofile realisiert werden. Das innenbeschichtete Quarzrohr läßt man in der Knallgasflamme zu einem Stab zusammenfallen und erhält so ein Halbzeug, aus dem eine mehrere Kilometer lange Glasfaser mit geometrisch ähnlichem Brechzahlprofil gezogen werden kann.

Das Doppeltiegelverfahren ist ebenfalls für die Herstellung dämpfungsarmer Lichtleiter geeignet. Die Schmelzen von Kern- und Mantelglas werden aus einer konzentrischen Doppeldüse zur Faser abgezogen. Im Grenzbereich der Gläser kann durch Ionenaustausch ein kontinuierlicher Brechzahlverlauf und damit ein Gradientenprofil erzielt werden [12]. Durch den kontinuierlich ablaufenden Herstellungsprozeß ist das Doppeltiegelverfahren produktiver als die MCVD-Technologie und besonders für

Bild 3. Dämpfung eines GeO_2-SiO_2-Lichtleiters

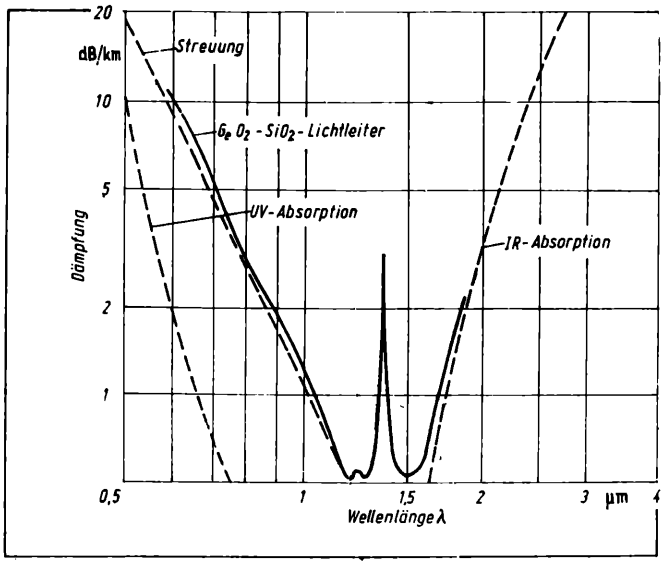
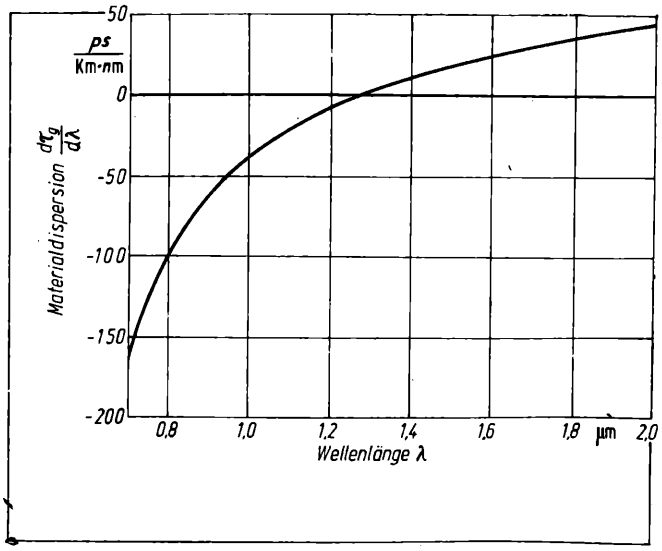


Bild 4. Materialdispersion von SiO_2



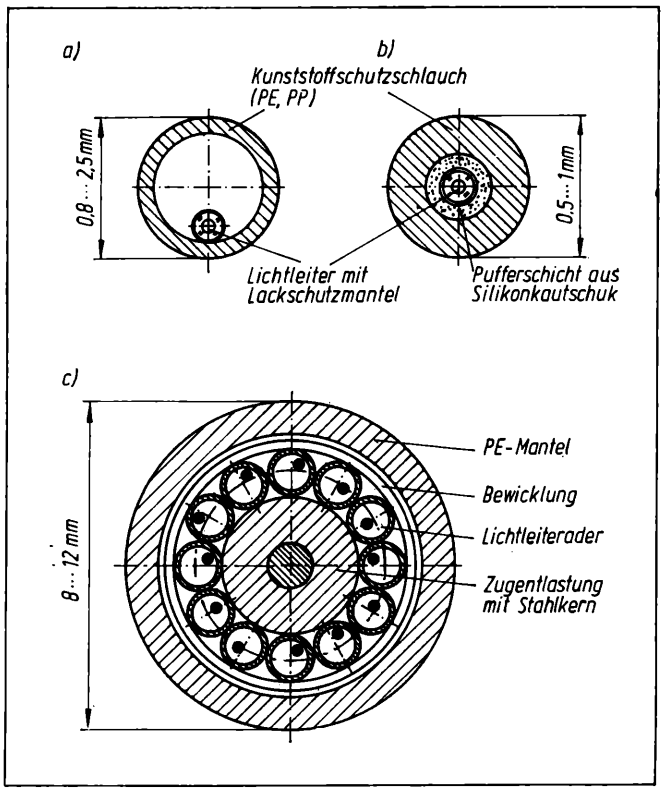


Bild 5. Aufbau von Lichtleiterkabeln
a) Ader mit lose geführtem Lichtleiter, b) mit fest geführtem Lichtleiter, c) Kabel mit 12 Lichtleitern

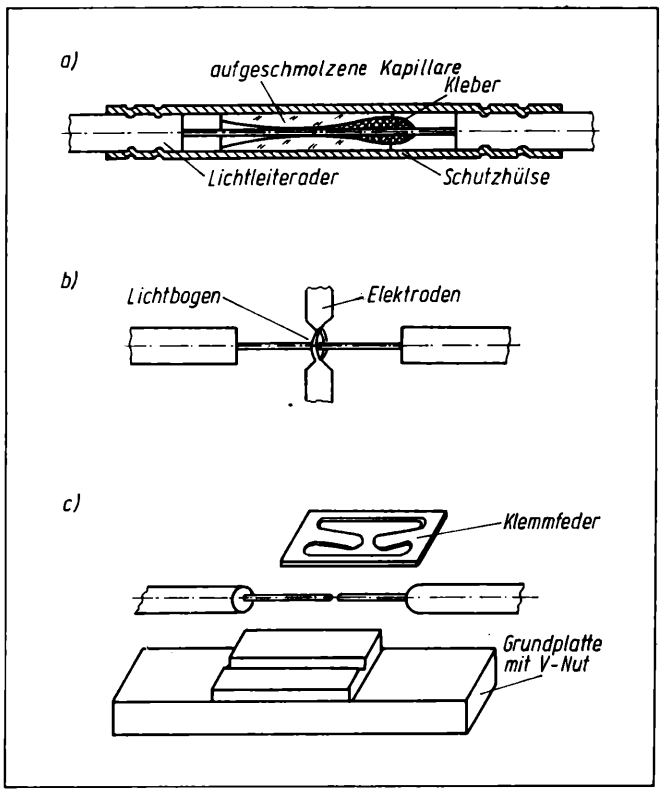


Bild 6. Prinzipien von Spleißverbindungen für Lichtleiter
a) Spleißverbindung mit Kapillare, b) Schweißverbindung, c) Spleißverbindung mit V-Nut

Tafel 1. Eigenschaften handelsüblicher Lichtleiter

Art des Lichtleiters	Kern-Ø [µm]	N. A.	Dämpfung $\lambda = 0{,}85$ µm [dB/km]	Intermodale Dispersion [ns/km]
Gradienten-Lichtleiter	40 ... 65	0,15 ... 0,25	4 ... 12	0,3 ... 3
Stufenindex-Lichtleiter Glasmantel	60 ... 200	0,25 ... 0,4	4 ... 30	10 ... 50
Stufenindex-Lichtleiter Plastmantel	100 ... 400	0,25 ... 0,35	5 ... 20	25 ... 35
Monomoden-Lichtleiter	3 ... 5		4 ... 20	

Lichtleiter mit dickerem Kern für die Kurzstreckenanwendung geeignet.
Die Beschichtung von Quarzfäden mit einem Kunststoff, dessen Brechzahl geringer als die von Quarz ist, führt zu Lichtleitern mit Stufenprofil, die vorteilhaft zur Kurzstreckenübertragung eingesetzt werden können.
In Tafel 1 sind die wesentlichen Eigenschaften heute handelsüblicher Lichtleiter zusammengestellt.

2.2. Lichtleiterkabel

Ein Lichtleiterkabel soll sich bezüglich der Verlegetechnologie wie ein Kupferkabel handhaben lassen. Die relativ empfindlichen Glasfasern müssen deshalb im Kabel besonders gegen mechanische Beanspruchungen geschützt werden.
Noch während des Ziehprozesses erhält der Lichtleiter einen Lackschutzmantel, der die Gefahr von Mikrorissen und damit von Dämpfungserhöhung bzw. Faserbruch während des nachfolgenden Verkabelungsprozesses herabsetzt. Beim Kabelaufbau in klassischer Verseiltechnik wird der geschützte Lichtleiter in einem Kunststoffschlauch entweder lose (Bild 5a) oder über eine elastische Pufferschicht fest geführt (Bild 5b). Die lose Führung des Lichtleiters in der Ader hat den Vorteil, daß die Dämpfungserhöhung durch den Schlauch-Extrusionsprozeß < 1 dB/km bleibt, sie wird besonders für die Verkabelung sehr dämpfungsarmer Lichtleiter empfohlen. Die Ader mit fest geführtem Lichtleiter soll dagegen eine bessere Stabilität der Dämpfungswerte bei Temperaturschwankungen gewährleisten [13]. Beide Arten von Adern werden in handelsüblichen Kabeln eingesetzt. Entscheidend für die Auswahl ist, abgesehen von Patentfragen, vor allem die Beherrschung der jeweiligen Technologie durch den Kabelhersteller.
Beim klassisch aufgebauten Lichtleiterkabel werden die Adern um einen Zugentlastungskern aus Stahl oder hochfestem Kunststoff verseilt (Bild 5c). Zur Fernspeisung und Überwachung von Zwischenregeneratoren können anstelle von Lichtleiter- auch Kupferadern vorgesehen werden.
Neben den meist angewendeten verseilten Kabeln sind auch Bandkabel bzw. Vielfachbandkabel zur Einsatzreife gelangt.

2.3. Verbindungstechnik

Die Verbindung von Lichtleitern ist ein Problem, mit dem auch der Anwender optischer Informationsübertragungssysteme unmittelbar konfrontiert wird. Während die optischen Elemente im Sender, Empfänger und Lichtleiterkabel beim Hersteller unter staubarmen Bedingungen mit Hilfe umfangreicher technologischer und meßtechnischer Hilfsmittel montiert und justiert werden können, ist beim Verbinden von Lichtleitern im Kabelschacht mit einem Minimum robuster Geräte auszukommen. Die bisher erarbeiteten Lösungen sind sehr vielfältig, und die für eine breite Einführung erforderliche Standardisierung von Lichtleitern und Verbindungselementen steht erst am Anfang.
Hauptforderung für alle Verbindungen ist die Erzielung einer geringen Koppeldämpfung. Unter Voraussetzung gleicher Kerngeometrie und N. A. der Lichtleiter sind Achsversatz, Abstand und Verkippung zu minimieren. Bei Kopplung von Lichtleitern

mit einem Kerndurchmesser von 50 µm und einer N. A. von 0,2 führen bereits ein Achsversatz von 3 µm, ein Abstand von 5 µm und eine Verkippung von 1° in der Summe zu einer Koppeldämpfung von 1 dB. Dieser Wert entspricht etwa der Dämpfung von 200 m Lichtleiter. Man erkennt aus diesem Beispiel den wesentlichen Einfluß der Verbindungselemente insbesondere auf die Projektierung von Weitstreckenübertragungssystemen. Bei der Kurzstreckenübertragung werden die Forderungen an die Verbindungstechnik durch Anwendung von Lichtleitern mit dickerem Kern wesentlich entschärft, und Lösungen auf der Basis bekannter Koaxialleitungs-Steckverbindungen sind in vielen Fällen ausreichend.

Im Leitungstrakt eines Lichtleiter-Übertragungssystems werden analog zur Kupferkabeltechnik feste Spleißverbindungen zur Zusammenschaltung einzelner Leitungsabschnitte und lösbare Steckverbindungen für den Geräteanschluß angewendet.

Spleißverbindungen können in einem Leitungstrakt in großer Anzahl notwendig sein. Die Forderungen nach geringer Koppeldämpfung sind deshalb hier besonders hoch. Bild 6 zeigt einige Ausführungsbeispiele.

Die Lichtleiter können z. B. in einer Glaskapillare gekoppelt werden, nachdem die Endflächen in einer Vorrichtung senkrecht zur Faserachse gebrochen wurden. In der Ausführungsvariante nach Bild 6a wird der Lichtleiter bis zur Mitte in die Kapillare mit relativ großem Lochdurchmesser eingeführt. Durch genau dosierte Erhitzung fällt die Kapillare im Zentrum bis auf den Faserdurchmesser zusammen. Von der anderen Seite der Kapillare wird nun der zweite Lichtleiter wie durch einen Trichter zur Koppelstelle geführt und verklebt. Die Verbindung wird anschließend durch eine Metallhülse geschützt. Mit dieser Technik wird eine Spleißdämpfung $< 0{,}5$ dB erzielt [14].

Die Verklebung der Lichtleiter kann auch in einer V-Nut erfolgen. Das Prinzip wurde vielfach abgewandelt, eine Realisierungsmöglichkeit zeigt Bild 6c. Voraussetzung für eine hohe Güte der bisher vorgestellten Spleißverbindungen ist eine gute Zentrizität des Lichtleiterkerns, da die Ausrichtung der Fasern in bezug auf den Außendurchmesser durchgeführt wird.

Das Verschweißen der Lichtleiter in einem Lichtbogen hat ebenfalls zu guten Ergebnissen geführt. Es wurden bereits Schweißvorrichtungen für den Einsatz im Kabelschacht entwickelt, bei denen der Brech- und Schweißvorgang weitgehend automatisch abläuft [15]. Die Koppeldämpfung liegt im Bereich 0,1 ... 0,3 dB.

Steckverbindungen sollen einen schnellen Geräteanschluß mit reproduzierbarer Koppeldämpfung gestatten. Meist werden zwei gleiche Steckerteile in einer Federhülse, Spannbuchse oder V-Nut zusammengeführt und arretiert. Für die Zentrierung des Lichtleiters im Stecker wurde eine Vielzahl von Methoden entwickelt.

Die Zentrierung mit eingepreßten Lagersteinen (Bild 7a) erfordert beim Kabelanschluß bis auf eine Schleif- und Poliervorrichtung für die Endflächen keine Justierwerkzeuge. Sie ist deshalb auch für eine Steckermontage am Einsatzort geeignet und führt zu einer Koppeldämpfung $< 2{,}5$ dB [16].

Nach Bild 7b wird der Lichtleiter in eine Glaskapillare eingeklebt und mit dieser in der Steckerhülse mit Hilfe eines x-y-Manipulators unter dem Mikroskop zentriert. Die Festlegung erfolgt mit Epoxydharz [17].

Bei Anwendung des Doppelexzenterprinzips (Bild 7c) wird der Lichtleiter exzentrisch in die innere Hülse geklebt. Diese kann in den exzentrisch ausgebohrten Zwischen- und Steckerhülsen gedreht werden. Bei feststehender Steckerhülse bewegt sich der Lichtleiterkern auf einer Epizykloide. Mit Hilfe eines Mikroskops kann so der Lichtleiterkern bei geeigneter Dimensionierung der Exzenter durch wechselseitiges Verdrehen der inneren Hülse und der Zwischenhülse zentriert werden. Koppeldämpfungen im Bereich 0,5 ... 1,5 dB sind mit den zuletzt genannten Prinzipien erreichbar.

2.4. *Strahlungsquellen*

Als optoelektronische Wandler in Lichtleiter-Übertragungssystemen haben sich heute Halbleiterstrahlungsquellen auf der Basis der Injektionslumineszenz weitgehend durchgesetzt. Ihre besonderen Vorteile sind:

- Die strahlende Fläche kann an die Lichtleiterabmessungen angepaßt und so ein hoher Kopplungswirkungsgrad erzielt werden.
- Eine direkte Intensitätsmodulation ist über den Diodenstrom bis in den GHz-Bereich möglich.

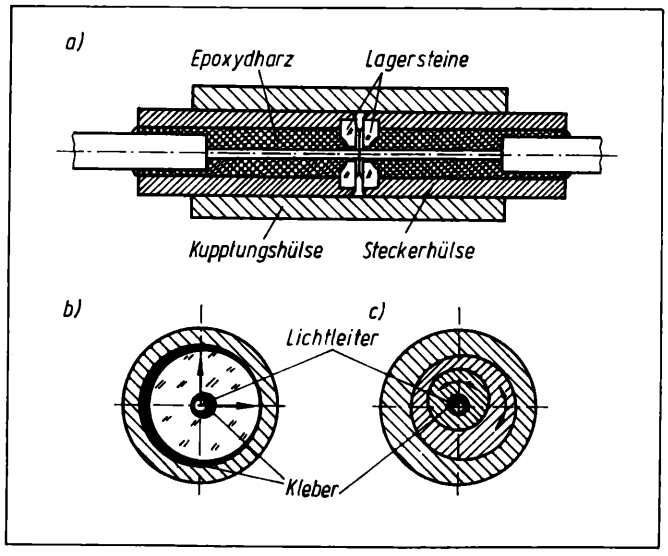


Bild 7. Prinzipien von Steckverbindungen für Lichtleiter
a) Zentrierung mit Lagersteinen, b) Manipulator, c) Doppelexzenter

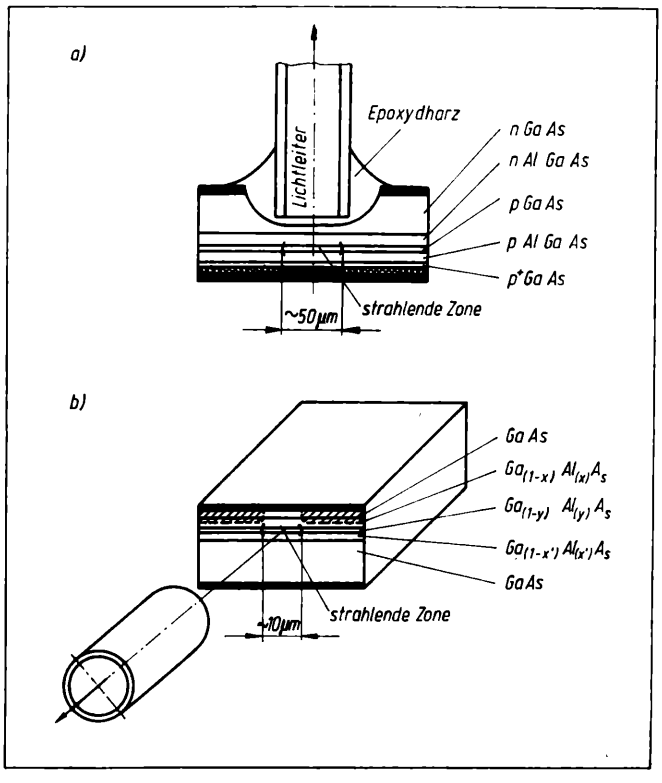


Bild 8. Halbleiterstrahlungsquellen für die Lichtleiter-Übertragung
a) Hochleistungslumineszenzdiode nach *Burrus*, b) Halbleiter-Injektionslaser mit Streifengeometrie

- Durch Wahl von Halbleitermaterialien mit entsprechendem Bandabstand ist die Erzeugung von Strahlungsenergie im gesamten für die Lichtleiterübertragung interessanten Wellenlängenbereich von 0,7 ... 2,0 µm bei relativ geringer optischer Bandbreite möglich.
- Die Lebensdauer ist für eine kommerzielle Anwendung ausreichend. GaAlAs-Lumineszenz- und Laserdioden für den Wellenlängenbereich 0,82 ... 0,92 µm, die speziell für den Anschluß an Lichtleiter vorgesehen sind, werden kommerziell angeboten.

Lumineszenzdioden erzeugen im Sperrschichtbereich eine inkohärente Rekombinationsstrahlung, die dem Diodenstrom in erster Näherung proportional ist. Eine besonders hohe Quantenausbeute erreicht man mit Doppelheterostrukturen, bei denen die aktive GaAs-Schicht zwischen GaAlAs-Schichten mit höherem Bandabstand und geringerer Brechzahl eingebettet ist. Dadurch werden sowohl die Trägerdichte durch die entstehenden Potentialbarrieren als auch die Strahlungsdichte durch Wellenführung in der aktiven Schicht erhöht.

Konstruktiv können Lumineszenzdioden als Flächen- oder Kantenstrahler aufgebaut werden. Die Lumineszenzdiode nach *Burrus* (Bild 8a) ist ein Flächenstrahler, bei dem durch Punktkontaktierung der Strom und damit die Strahlung auf ein Gebiet mit etwa 50 µm Durchmesser konzentriert wird. Der Lichtleiter wird durch eine geätzte Grube bis dicht an die strahlende Zone herangeführt [18]. Der grundsätzliche Aufbau einer Kantenstrahler-Lumineszenzdiode entspricht der im Bild 8b dargestellten Laserdiode. Hier wird durch eine Streifengeometrie des oberen Kontaktes die Strahlung auf eine Zone mit etwa 50 µm eingeengt [19]. Beide Lumineszenzdiodentypen gestatten die Einkopplung von 50 ... 100 µW Strahlungsleistung in einen Gradientenlichtleiter. Die Modulationsbandbreite liegt bei 50 ... 100 MHz.

Lumineszenzdioden können sowohl mit Analog- als auch mit Digitalsignalen moduliert werden. Begrenzend für die Anwendung der Analogmodulation sind die nichtlinearen Verzerrungen. Bei 50% Modulationsgrad ist mit einer Klirrdämpfung von 30 ... 40 dB zu rechnen. Durch Vorverzerrung des Modulationssignals oder durch Rückkopplung des demodulierten optischen Signals in den Modulationsverstärker ist eine Erhöhung der Klirrdämpfung auf 60 ... 80 dB möglich.

Laserdioden zeichnen sich gegenüber Lumineszenzdioden durch eine höhere Strahlungsleistung, höhere Modulationsbandbreite und eine bedeutend geringere optische Bandbreite aus. Den grundsätzlichen Aufbau einer Doppelheterostruktur-Streifengeometrie-Laserdiode zeigt Bild 8b. Im wesentlichen entspricht der Aufbau einer Kantenstrahler-Lumineszenzdiode, die Streifenbreite wird jedoch < 10 µm gewählt, um einen transversalen Einmodenbetrieb zu gewährleisten. Bei Mehrmodenbetrieb kann es in höheren Strombereichen zum räumlichen Umspringen der Moden und damit zu Knicken in der Modulationskennlinie kommen.

Der Schwellstrom, bei dem die inkohärente Lumineszenz- in die kohärente Laserstrahlung übergeht, ist stark temperatur- und alterungsabhängig. Deshalb ist in jedem Fall eine Regelschaltung zur Konstanthaltung der Ausgangsleistung erforderlich.

Tafel 2. Eigenschaften handelsüblicher GaAlAs-Strahlungsquellen

Art der Strahlungsquelle	Leistung im Lichtleiter D_K 50 µm, NA 0,2 [µW]	Leistung im Lichtleiter D_K 200 µm, NA 0,3 [µW]	Impulsanstiegszeit [ns]
Lumineszenzdiode	1 ... 10	20 ... 200	10 ... 50
Lumineszenzdiode Burrus-Typ	20 ... 100	100 ... 500	3 ... 10
Laserdiode Streifengeometrie	500 ... 2000	2000 ... 5000	0,3 ... 1

Von Laserdioden kann etwa eine Strahlungsleistung von 1 mW in Gradientenlichtleiter eingekoppelt werden. Die Tastung mit digitalen Signalen ist bis in den Gbit/s-Bereich möglich. Laserdioden sind folglich vor allem für die Übertragung hoher Bitraten im Weitstreckenverkehr geeignet. Lebensdauern von über 30000 h wurden erreicht, Hochtemperaturtests zeigten an einzelnen Mustern, daß prinzipiell Lebensdauern $>10^6$ h möglich sind [20] und [21].

Für den in Zukunft sehr interessanten Wellenlängenbereich um 1,3 µm wurden bereits Laser- und Lumineszenzdioden auf der Basis von Mischkristallen InGaAsP und GaAsSb realisiert. Ausgangsleistung, Bandbreite und Lebensdauer sollen in der gleichen Größenordnung wie bei den GaAlAs-Strahlungsquellen liegen.

In Tafel 2 sind einige Daten von handelsüblichen Strahlungsquellen zusammengefaßt.

2.5. *Strahlungsempfänger*

Als elektrooptische Wandler für das von den GaAlAs-Strahlungsquellen überstrichene Wellenlängengebiet sind Si-Fotodioden mit und ohne Avalanche-Effekt hervorragend geeignet. Die einfallenden Photonen führen zu 80 ... 90% zur Bildung von Ladungsträgerpaaren, und die Bandbreite reicht bei geeigneter Dimensionierung bis in den GHz-Bereich.

Für Kurzstreckenübertragungssysteme genügt meist der Einsatz von relativ preisgünstigen PIN-Fotodioden. Den Aufbau mit Lichtleiteranschluß zeigt Bild 9a. Die Strahlung wird mit geringen Reflexionsverlusten direkt vom Lichtleiter in den Halbleiterkristall geleitet und dort absorbiert. Die Empfängerempfindlichkeit hängt außer vom Quantenwirkungsgrad, vom Dunkelstrom und von der Sperrschichtkapazität der Fotodiode von den Rauscheigenschaften des nachgeschalteten Verstärkers ab [22]. PIN-Fotodioden werden bis zu Bandbreiten von 30 MHz vorteilhaft mit Sperrschicht-Feldeffekttransistoren als Verstärker betrieben. Für eine Fehlerrate von 10^{-9} bei Digitalübertragung mit 10 Mbit/s ist z. B. eine optische Eingangsleistung von 10^{-8} W erforderlich.

Für die Mittel- und Weitstreckenübertragung ist bei Bitraten >2 Mbit/s der Einsatz von Avalanche-Fotodioden in den meisten Fällen zweckmäßig. Die erforderliche Eingangsleistung ist bei Empfängern für Digitalsignale im Bereich von 1 ... 30 Mbit/s um etwa 10 dB, im Bereich von 30 ... 1000 Mbit/s um etwa 13 dB geringer als beim Einsatz von PIN-Fotodioden. Dieser Vorteil wird durch einen rauscharmen Vervielfachungsprozeß der Ladungsträger durch Stoßionisation erzielt. Bild 9b zeigt den Aufbau einer Avalanche-Fotodiode. Die Verstärkung der Avalanche-Fotodiode kann im Bereich von 1 ... 200 durch Wahl der Betriebsspannung eingestellt werden. Da der Rauschfaktor mit der Verstärkung ansteigt, gibt es eine optimale Verstärkungseinstellung, bei der die erforderliche Signalleistung bei bestimmter Fehlerrate und Bandbreite ein Minimum wird [23]. Nachteilig für den Einsatz ist die hohe Betriebsspannung von 150 ... 400 V und die große Temperaturabhängigkeit der Verstärkung.

Für höhere Wellenlängen als 1,06 µm ist der Einsatz von Si-Fotodioden nicht möglich. Hier müssen Materialien wie Ge, InGaAs, GaAsSb oder InGaAsP eingesetzt werden. Entsprechende Entwicklungsarbeiten werden gegenwärtig in vielen

Tafel 3. Eigenschaften handelsüblicher Si-Fotodioden

Art der Fotodiode	Quantenwirkungsgrad $\lambda = 0{,}85$ µm	Impulsanstiegszeit [ns]	Verstärkungsbandbreiteprodukt [GHz]
Si-PIN-Fotodiode	0,5 ... 0,8	0,1 ... 5	–
Si-Avalanche-Fotodiode	0,5 ... 0,9	0,5 ... 2	100 ... 200

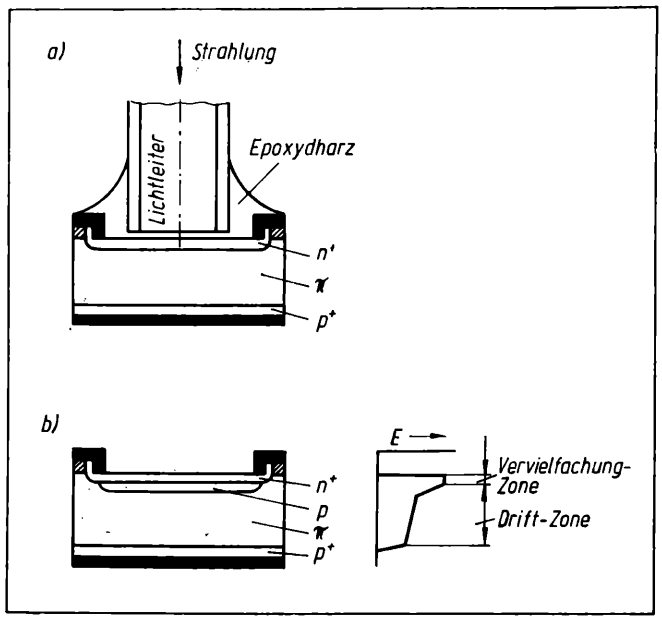


Bild 9. Si-Fotodioden für die Lichtleiterübertragung
a) PIN-Fotodiode, b) Avalanche-Fotodiode

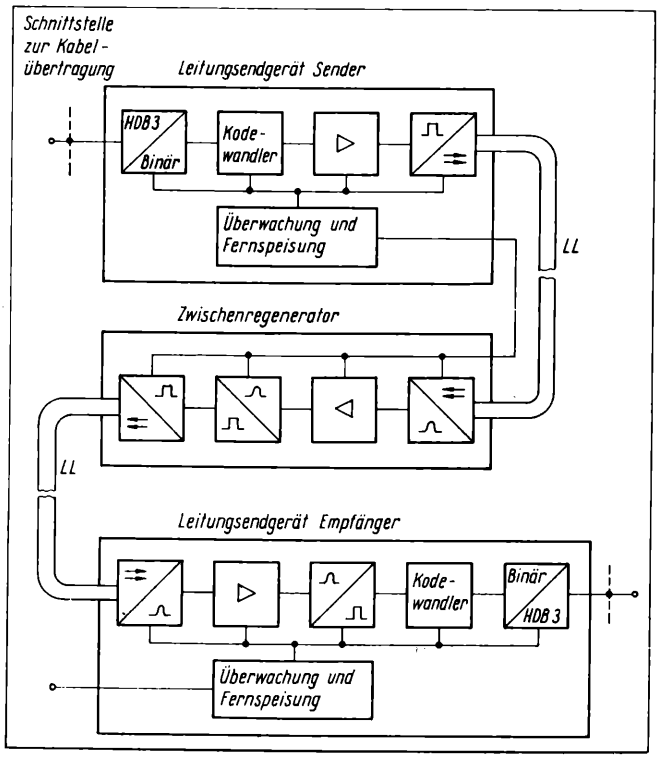


Bild 10. Lichtleiter-Übertragungssystem für PCM-Signale

Institutionen durchgeführt. Daten von Si-Fotodioden sind in Tafel 3 zusammengestellt.

3. Übertragungssysteme

Zwischen der Entwicklung der Komponenten und der Konzeption von Übertragungssystemen besteht eine enge Wechselbeziehung. So ist auf der Basis einer breiten und erfolgreichen Entwicklungsarbeit auf dem Bauelemente- und Lichtleitersektor eine Vielzahl von Systemen sowohl für die ökonomisch günstigere Lösung von bisher mit Kupferkabeln bewältigten Übertragungsaufgaben als auch für die Erschließung völlig neuer Dienste, wie der Breitbandkommunikation von Haus zu Haus, entwickelt worden.

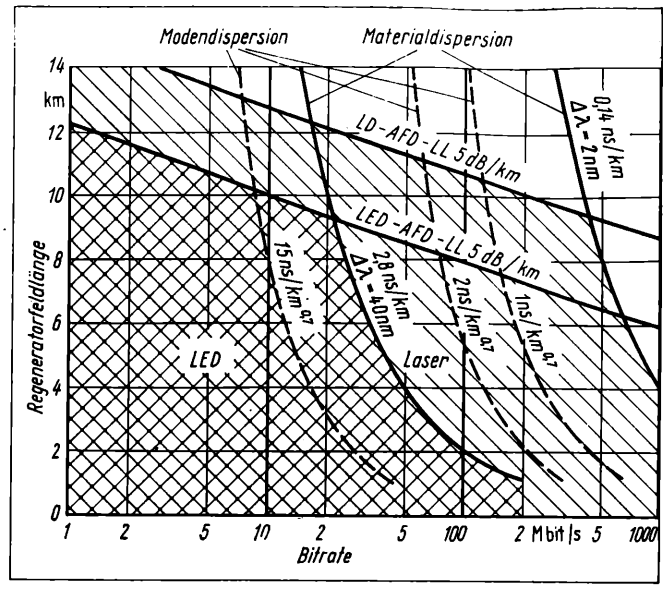


Bild 11. Regeneratorabstand von PCM-Lichtleiter-Übertragungssystemen
bei $\lambda = 0{,}85$ µm, $P_{LD} = 2$ mW, $P_{LED} = 100$ µW

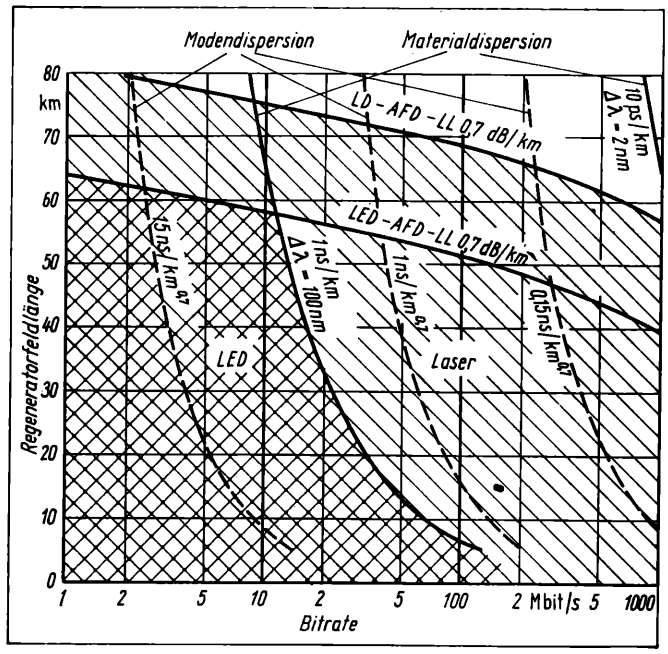


Bild 12. Regeneratorabstand von PCM-Lichtleiter-Übertragungssystemen
bei $\lambda = 1{,}27$ µm, $P_{LD} = 2$ mW, $P_{LED} = 100$ µW

Zur Informationsübertragung muß die optische Strahlung moduliert werden. In den bisher realisierten Systemen wird ausschließlich die Intensitätsmodulation angewendet. Frequenz- oder Phasenmodulation der Lichtwelle ist zwar physikalisch möglich, erfordert jedoch einen hohen Aufwand auf der Sende- und der Empfangsseite. Die Intensitätsmodulation läßt sich dagegen bei Anwendung von Halbleiterstrahlungsquellen einfach durch Steuerung des Anregungsstromes realisieren.

Die *Analogmodulation* der Intensität ist bei geringen Anforderungen an die Linearität des Übertragungskanals möglich. Videoübertragungssysteme über kürzere Entfernungen können nach diesem Prinzip arbeiten. Bei höheren Ansprüchen wird ein Zwischenträger bzw. eine Impulsfolge z. B. frequenzmoduliert und mit dem resultierenden Signal die Strahlung intensitätsmoduliert. Forderungen an die differentielle Amplitude von $< 1\%$ können mit diesen analogen Doppelmodulationsverfahren erreicht werden.

Die *Digitalmodulation*, speziell in der Form der PCM, ist wegen ihrer geringen Anforderungen an die Linearität des Übertragungskanals ganz besonders für die optische Informationsübertragung geeignet, da der Mehrbedarf an Bandbreite ohne größere Schwierigkeiten bereitgestellt werden kann. Sie wird deshalb überwiegend angewendet.

Für die Kurz- und Mittelstreckenübertragungsaufgaben in der Industrie wurden von verschiedenen Herstellern Sender- und Empfängermodule für Analogsignale mit Bandbreiten bis zu 20 MHz und für Digitalsignale mit Bandbreiten bis zu 50 Mbit/s entwickelt. Bei Ausrüstung mit verschiedenen optoelektronischen Bauelementen und Lichtleiterkabeln sind Entfernungen von 100 m ... 5 km zu überbrücken. Zur Konzeption und zum Einsatz von Kurzstreckenübertragungssystemen sind in dem vorliegenden Heft drei weitere Arbeiten veröffentlicht [24] bis [26].

Die Hauptanwendung der Lichtleiterübertragungstechnik für mittlere und große Entfernungen wird in postalischen Fernmeldenetzen erfolgen. In den letzten Jahren wurden umfangreiche Systemstudien über den Einsatz im Knoten-, Bezirks- und Weitverkehrsnetz mit Bitraten im Bereich von 2 bis 560 Mbit/s durchgeführt. Die installierten Versuchssysteme haben sich ausnahmslos bewährt und konnten zum Teil bereits in das öffentliche Fernsprechnetz eingeschaltet werden. Bei einer Reihe von Postverwaltungen wird eine breite Anwendung zunächst in den Knotennetzen mit Bitraten von 2 ... 34 Mbit/s gesehen, wo bei hohen Zuwachsraten 90% der Verbindungen in Großstädten <5 km und in ländlichen Gebieten <16 km sind [8]. Für diese relativ kurzen Entfernungen bestehen folgende Grundforderungen:

- Der Einsatz von Untergrund-Zwischenregeneratoren soll weitgehend entfallen. Dadurch werden Fernspeiseeinrichtungen, Fernüberwachung und Fehlerortungstechnik nicht erforderlich.
- Das Einziehen der Kabel soll in bereits teilweise belegte Kanalzüge möglich sein.
- Der prognostizierte ökonomische Einsatz der Lichtleitersysteme gegenüber den konventionellen Kupferkabelsystemen muß sich durch weitere Senkung der Herstellungskosten für Lichtleiter und optoelektronische Bauelemente bestätigen.

In der Hauptstadt der DDR Berlin wird noch in diesem Jahr ein 8,448 M bit/s-Lichtleiterversuchssystem installiert und in Betrieb genommen, bei dem in zwei Erprobungsetappen Regeneratorfeldlängen bis 2,4 km bzw. >10 km geschaltet werden können. Das System, dessen Entwicklung vom Institut für Nachrichtentechnik, Forschungszentrum des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik, und vom VEB Kombinat Kabelwerk Oberspree durchgeführt wird, ist in [27] näher beschrieben.

Für den Weitstreckenverkehr mit Zwischenregeneratoren wird der Anwendungsschwerpunkt bei Bitraten von 140 Mbit/s liegen, Forschungsarbeiten werden jedoch bereits bis in den Gbit/s-Bereich durchgeführt.

Im Bild 10 ist der typische Aufbau eines Lichtleiterübertragungssystems für PCM-Signale gezeigt. Das Signal wird z. B. bei 8,448 Mbit/s im HDB 3-Leitungskode dem Leitungsendgerät des Lichtleitertraktes zugeführt. Dieser für die Kupferkabelübertragung optimierte pseudoternäre Kode mit abwechselnd positiven und negativen Impulsen ist für die optische Übertragung nicht gut geeignet. Er wird deshalb im Kodewandler in einen speziellen binären Kode umgewandelt. Durch Einführung von Redundanz, z. B. durch eine $mBnB$-Kodierung, können Forderungen nach

- konstantem Gleichstrommittelwert
- Datentransparenz
- einfacher Synchronisierung
- Fehlererkennungsmöglichkeit

erfüllt werden.

Mit den umkodierten Impulsen wird der elektrooptische Wandler getastet. Im Empfänger setzt der optoelektrische Wandler die Lichtimpulse in elektrische Impulse um und nach Verstärkung wird das Signal nach Amplitude und Zeit regeneriert. Vor der Übergabe des Signals an die Leitung wird der HDB 3-Kode wieder hergestellt. Überwachungs- und Fernspeiseeinrichtungen sind für den Betrieb des Systems mit Zwischenregenerator erforderlich.

Über die Regeneratorfeldlängen, die bei verschiedenen Bitraten bei der Wellenlänge 0,85 µm mit gegenwärtig verfügbaren Systemkomponenten realisiert werden können, gibt Bild 11 Auskunft. Dabei werden Systeme mit Lumineszenzdiode (LED) bzw. Laserdiode (LD), Avalanche-Fotodiode (AFD) und 5 dB/km-Lichtleitern mit verschiedener intermodaler Dispersion untersucht. Für ein System ohne Modendispersion ist die Regeneratorfeldlänge durch die Dämpfung und durch die Materialdispersion begrenzt. Die Regeneratorfeldlänge in Abhängigkeit von der Bitrate kann bei einer LED als Sender im doppelt schraffierten Gebiet, bei einer LD zusätzlich im einfach schraffierten Gebiet liegen. Zusätzlich sind Begrenzungen durch Modendispersion für einen Stufenindex-Lichtleiter und für zwei Gradienten-Lichtleiter mit unterschiedlicher Güte des Brechzahlprofils eingezeichnet. Dabei wird angenommen, daß eine mittlere Modenkopplung vorliegt und die Dispersion mit dem Exponenten 0,7 in Abhängigkeit von der Leitungslänge ansteigt [28]. Die entsprechenden perspektivischen Werte für die Wellenlänge 1,27 µm zeigt Bild 12. Man erkennt, daß hier etwa die fünffache Regeneratorfeldlänge erreicht werden kann.

4. Entwicklungstendenzen

Die Informationsübertragung mit Lichtleitern hat im Wellenlängengebiet um 0,85 µm einen weitgehend ausgereiften Stand erreicht, der ihren Einsatz in der Praxis z. B. bei Kurzstreckensystemen bereits ermöglicht hat bzw. bei Weitstreckensystemen in den nächsten Jahren in größerem Umfang ermöglichen wird. Weitere Forschungsarbeiten dienen neben ökonomischeren Herstellungsverfahren von Lichtleitern und der Lebensdauererhöhung von Halbleiterstrahlungsquellen vor allem der Erschließung höherer Wellenbereiche, um die hier gegebenen Möglichkeiten extrem geringer Lichtleiterdämpfung und vernachlässigbarer Materialdispersion zu nutzen. Wellenlängenmultiplexbetrieb und die Ausnutzung des Lichtleiters in beiden Richtungen wird die Ökonomie der Übertragung weiter verbessern. Die dann nötige optische Schaltungstechnik erfordert die Einführung der Mikrooptik bzw. der integrierten Optik. Damit kann gesagt werden, daß heute die optische Informationsübertragung erst am Anfang ihrer Entwicklung steht und daß Forschungsarbeiten folgender Jahre die heute gegebenen Möglichkeiten noch vervielfachen werden.

Literatur

[1] *Glaser, W.:* Einige Betrachtungen zur Anwendung von Freiraum-Nachrichtensystemen im Lichtwellenbereich. Nachrichtentechnik/Elektronik **15** (1965) H. 9, S. 340 – 343.

[2] *Kube, E.:* Nachrichtenübertragung mit Halbleiterstrahlungsquellen in der Atmosphäre. Nachrichtentechnik/Elektronik **19** (1969) H. 6, S. 201 – 207.

[3] *Miller, S. E.:* Optical Communications Research Progress. Science **170** (1970) Nov., pp. 685 – 695.

[4] *Kao, K. C., Hockham, G. A.:* Dielectric-Fiber Surface Waveguides for Optical Frequencies. Proc. IEE **113** (1966) July, pp. 1151 – 1158.

[5] *Börner, M.:* Ein optisches Nachrichtenübertragungssystem mit Glasfaser-Wellenleitern. Wiss. Berichte AEG-Telefunken **44** (1971) H. 2, S. 41 – 45.

[6] *Kube, E.:* Optische Nachrichtenübertragung mit Halbleiterstrahlungsquellen. Nachrichtentechnik/Elektronik **22** (1972) H. 3, S. 90 bis 93.

[7] *Tingye, Li:* Optical Fiber Communication-The State of the Art. IEEE Trans. on Comm. **26** (1978) July, pp. 946 – 955.

[8] 4. European Conference on Optical Communication, Genova, Sept. 1978, Conference Proceedings.

[9] *Heinlein, W., Witte, K. H.:* Digitale Übertragung über optische Wellenleiter im Wellenlängenbereich oberhalb 1 µm. Frequenz **32** (1978) H. 3, S. 79 – 84.
[10] *Keck, D. B., Bouillie, R.:* Measurements on high-bandwidth optical waveguides. Optics Communication 25 (1978) April, pp. 43.
[11] *Black, P. W., Irven, J.:* Development of High-Silicon Optical Fibre Waveguides. Electro-Optics International Conference, Brighton, 19. bis 21. März 1974.
[12] *Kotzumi, K.:* New Light-Focusing Fibers Made by a Continuous Process. Appl. Optics **13** (1974) No. 2, pp. 155 – 160.
[13] *Grasso, G., Portinari, A., Pizzorno, M., Gherardi, L.:* Attenuation/temperature dependence of coated and cabled optical fibres. 4. European Conference on Optical Communication, Genova 1978, Supplement to Conference Proceedings, pp. 77 – 84.
[14] *Dalgoutte, D.G.:* Collapsed Sleeve Splices for Field Jointing of Optical Fibre Cable. 3. European Conference on Optical Communication, München 1977, NTG-Fachberichte Band 59, S. 106 – 108.
[15] *Sakamoto, K.;* et al.: The automatic splicing machine employing electric arc fusion. 4. European Conference on Optical Communication, Genova 1978, Conference Proceedings, pp. 296 – 303.
[16] *Bedgood, M. A.;* et al.: Lösbare Steckverbindungen in Lichtleitfasersystemen. Elektrisches Nachrichtenwesen **51** (1976) H. 2, S. 90 – 96.
[17] *Kurochi:* et al.: A development study on design and fabrication of optical fiber connector. 3. European Conference on Optical Communication, München 1977, NTG-Fachberichte Band 59, S. 97 – 99.
[18] *Burrus, C. A., Miller, B. I.:* Small-area double heterostructure aluminium-gallium arsenide electroluminescent diode sources for optical-fiber transmission lines. Optics Comm. **4** (1971) Dezember, pp. 307 – 309.
[19] *Wittke, J. P., Ettenberg, M., Kressel, H.:* High Radiance LED for Single-Fiber Optical Links. RCA Review **37** (1976) June, pp. 159.
[20] *Vollmer, H. P.:* Schmale Streifenlaser. nachrichten elektronik **33** (1979) H. 2, S. 47 – 49.
[21] *Fram, J., Junge, K.:* Der Halbleiterinjektionslaser und seine Anwendung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 2, S. 71 – 75.
[22] *Kube, E.:* Ein Beitrag zur optischen Nachrichtenübertragung in der Atmosphäre mit GaAs-Strahlungsquellen. Dissertation an der Fakultät für Datenverarbeitung der TU Dresden 1972.
[23] *Personick, S. D.:* Receiver Design for Digital Fiber Optic Communication Systems. Bell System Technical Journal 52 (1973) No. 6, pp. 843 – 886.
[24] *Güttler, F.:* Meßdatenübertragung mit optoelektronischen Lichtleitersystemen. msr **22** (1979) H. 9, S. 490 – 494.
[25] *Göpel, K., Richter, K.:* Einsatz der Optoelektronik in Automatisierungsanlagen. msr **22** (1979) H. 9, S. 495 – 499.
[26] *Ermisch, J.:* Einsatz optischer Übertragungsstrecken in der energetischen Elektrotechnik und in der Hochspannungsprüftechnik. msr **22** (1979) H. 9, S. 499 – 502.
[27] *Rehahn, J. P., Bose, H., Kube, E., Meisel, J.:* Technische und ökonomische Vorbereitung des praktischen Einsatzes von Lichtleiter-Nachrichtensystemen. Fernmeldetechnik **19** (1979) H. 5, S. 178 – 181.
[28] *Catania, B.:* Optical Fibre Communication through Time and Space. Keynote address at 4. European Conference on Optical Communication, Genova, September 1978.

msr 6981

Doz. Dr. sc. techn. *F. Güttler*, Magdeburg[1])

Meßdatenübertragung mit Lichtleitersystemen

1A 2.4.0.2.; 4.2.3.

1. Einsatzkriterien für Lichtleitersysteme

Die entscheidenden Impulse zur Entwicklung von Lichtleitersystemen gingen im letzten Jahrzehnt von der Nachrichtentechnik aus. Die Anstrengungen auf den Gebieten der Lichtleitertechnologie und der optoelektronischen Bauelemente haben dazu geführt, daß sich gegenwärtig die ersten Versuchssysteme im praktischen Einsatz befinden. Die technischen Vorteile der Lichtleitersysteme für die Zwecke der Nachrichtenübertragung bestehen im wesentlichen in der großen Übertragungsbandbreite und der geringen Dämpfung der Lichtleiter. Laborergebnisse lassen erwarten, daß man digitale Informationsflüsse bis zu 1 Gbit/s in Lichtleitern mit Dämpfungen von wenigen dB/km übertragen kann. Das führt dazu, daß man bei vergleichbaren Basisbandsignalen die Regeneratorabstände in Lichtleitersystemen gegenüber den Verstärkerabständen in Kupferkabelsystemen wesentlich größer wählen kann. Da das Hauptanliegen der Breitband-Nachrichtentechnik in der Übertragung hoher Informationsflüsse über große Entfernungen besteht, stellen die Lichtleitersysteme in Zukunft eine technisch und ökonomisch vorteilhafte Alternativlösung zu den Kupferkabelsystemen dar [1] bis [7].

Die Gesichtspunkte, die für die Einführung der Lichtleitertechnik in die Nachrichtentechnik maßgebend sind, gelten jedoch nicht für die industrielle Meßdatenübertragung. In der Automatisierungstechnik besteht das übertragungstechnische Problem darin, niedrige bis mittlere Informationsflüsse über kurze Entfernungen zu transportieren. Trotzdem wird in einer Reihe von Veröffentlichungen und Kurzmitteilungen in letzter Zeit darauf hingewiesen, daß die Lichtleitertechnik im industriellen Bereich ein zunehmendes Interesse findet. Die Bedeutung für die industrielle Meß- und Steuerdatenübertragung beruht dabei auf der absoluten Störsicherheit des optischen Übertragungskanals gegen elektrische, magnetische und elektromagnetische Störbeeinflussungen [8] und [9].

Gemeinsamkeiten bei den Einsatzkriterien für die Nachrichtentechnik und die Automatisierungstechnik zeigen sich bei der Wahl des Abbildsignals und beim Aspekt der Materialökonomie. Auf Grund des Effekts der Wellenmodenkonversion im optischen Übertragungsmedium eignen sich zur Übertragung in Lichtleiterkabeln i. allg. nur digitale Signale. Somit bleibt der Einsatz von Lichtleiterkabeln in den informationellen Strukturen der Automatisierungstechnik auf die Bereiche beschränkt, in denen ohnehin aus übertragungs- oder verarbeitungstechnischen Gründen digitale Abbildsignale verwendet werden. Angesichts der schwindenden Kupfervorräte in der Welt ist weiterhin der materialökonomische Vorteil der Lichtleiterkabel von wesentlicher Bedeutung. Ersetzt man in der Nachrichtentechnik ein trägerfrequentes Koaxialkabelsystem für 10000 Telefoniekanäle durch ein digitales Lichtleitersystem, dann benötigt man anstelle von 10 kg Kabelkupfer nur noch etwa 1 g Lichtleiterglas. Beim Ersatz einer koaxialen Bus-Leitung in einem mikrorechnergestützten Automatisierungssystem durch ein äquivalentes Lichtleiterkabel dürfte einem bisherigen Kupferaufwand von rd. 2 kg ein Glasaufwand von rd. 1 g gegenüberstehen.

Neben der Materialökonomie ist jedoch die Kostenökonomie ein wesentliches Einsatzkriterium. Da es sich bei dem genannten Glasmaterial um optische Gläser mit einer extremen Reinheit handelt, die einem aufwendigen technologischen Prozeß zur Herstellung der Lichtleitergeometrie unterworfen werden müssen, ist nach internationalen Trendeinschätzungen eine Kostengleichheit für beide Übertragungsmedien erst in einigen Jahren zu erwarten. Vom Standpunkt der Kostenökonomie dürfte sich deshalb die Einführung der Lichtleitertechnik in die Strukturen der Automatisierungstechnik in zwei Etappen vollziehen: Die erste Etappe ist dadurch gekennzeichnet, daß Kostengleichheit zwischen äquivalenten koaxialen Kupferkabeln und Lichtleiter-

[1]) Mitteilung aus der TH „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Technische Kybernetik/Elektrotechnik.

systemen eintritt. In dieser Phase könnten also koaxiale Bus-Leitungen durch Lichtleiter-Bus-Verbindungen ersetzt werden. Derartige Einsatzfälle ergeben sich für die industrielle Prozeßautomatisierung insbesondere dort, wo einzelne Mikrorechner untereinander und mit dem prozeßrechnergeführten Leitsystem über eine digitale Sammelringleitung verbunden sind. In der zweiten Etappe wird damit gerechnet, daß durch technologische Weiterentwicklung der Lichtleiterkabelherstellung Kostengleichheit zwischen symmetrischen Kupferkabeln und Lichtleitersystemen eintritt. Zu diesem Zeitpunkt könnte dann auch die sternförmige Kabelstruktur in der Prozeßperipherie jedes Mikrorechners durch Lichtleiterkabel ersetzt werden. Das setzt allerdings voraus, daß das digitale Abbildsignal unmittelbar am Meßort erzeugt bzw. am Stellort genutzt werden kann.

Für die Zwecke der breitbandigen Nachrichtenübertragung hat sich eine Standardkonzeption herausgebildet, die durch folgende Bausteine gekennzeichnet ist: Als optischer Sender dient eine Laser-Diode, die im ungekühlten Dauerstrichbetrieb eine hohe Lebensdauer haben muß. Eine Avalanche-Fotodiode wird als optoelektronischer Wandler auf der Empfängerseite eingesetzt, und als Übertragungsmedium ist ein extrem dämpfungsarmer Monomode-Stufenprofil- oder Multimode-Gradientenprofil-Lichtleiter zu verwenden. Der Übertragungskanal ist ein binärer PCM-Kanal mit getasteter Lichtintensität. Das Ziel der folgenden Ausführungen besteht vor allem darin, zu zeigen, daß man für die Zwecke der Automatisierungstechnik mit wesentlich einfacheren und damit auch kostengünstigeren Systemkomponenten als in der Nachrichtentechnik auskommen kann. Industrielle Lichtleitersysteme könnten aus folgenden Bausteinen bestehen: Als optischer Sender und Modulator dient eine GaAs-Lumineszenzdiode hoher Lebensdauer und als empfangsseitiger optoelektronischer Wandler eine Si-Fotodiode. Als Lichtleiter kann ein Multimode-Stufenprofil-Lichtleiter mit einer relativ großen kilometrischen Dämpfung und Dispersion verwendet werden. Um eine hohe Flexibilität des Systems zu gewährleisten, sind die optoelektronischen Wandler als Steckermodule auszubilden, und für die Verbindung mit dem Lichtleiterkabel ist eine geeignete Steckverbindertechnologie zu entwickeln. Auf diese Weise erhält man am Ein- und Ausgang des optischen Übertragungskanals definierte elektrische Trennstellen [10].

Nachdem die optoelektronischen Systemkomponenten einen für den praktischen Einsatz geeigneten technischen Stand erreicht haben, aber noch nicht alle Forderungen der Nachrichtentechnik erfüllen, wird zuweilen darauf hingewiesen, daß die Lichtleitertechnik in den industriellen Bereich früher Eingang finden wird als ins Telefonnetz. Dieser Aspekt erklärt sich offenbar daraus, daß die Entwicklung der Lichtleiterkabeltechnologie hinsichtlich der technischen Parameter nur schrittweise erfolgen kann. So könnte u. a. die gezielte Herstellung von Lichtleiterkabeln für den industriellen Bereich die ökonomische Basis für die Produktion von dämpfungsarmen Typen für die Nachrichtentechnik bilden.

Die Realisierung von Lichtleitersystemen stellt hohe Anforderungen an die Technologien zur Herstellung der Systembausteine. Als Ausgangsmaterial für die Lichtleiter werden zunächst hochreine optische Gläser benötigt, danach sind Glasfäden mit eng tolerierten Abmessungen und Brechzahlprofilen herzustellen. Die so gewonnenen Lichtleiter müssen mit einem Plastmaterial ummantelt werden, und schließlich muß aus mehreren Lichtleitern und Kupferadern das komplette Lichtleiterkabel aufgebaut werden. Weitere technologische Probleme sind zu lösen bei der Entwicklung der sende- und empfangsseitigen optoelektronischen Wandler mit aufeinander abgestimmten optischen Parametern und einer hohen Zuverlässigkeit sowie bei der Entwicklung einer unkomplizierten Steckverbindertechnologie.

Die Notwendigkeit zur Einführung von Lichtleitersystemen in die Automatisierungstechnik ergibt sich letzten Endes daraus, daß mit dem Einsatz von Mikroprozessoren in den MSR-Strukturen eine ausreichende Störsicherheit digitaler Übertragungskanäle im prozeßnahen Bereich zu gewährleisten ist. Gerade im prozeßnahen Bereich sind die Informationsstrukturen der Automatisierungstechnik vorzugsweise industrietypischen Störsignalen ausgesetzt.

Die Ergebnisse einer durchgeführten Analyse zeigen weiterhin, daß die Störsicherheit digitaler Signale gegenüber industriellen Störsignalen einerseits und weißem Rauschen andererseits gravierende Unterschiede aufweist. Der Störabstand im Übertragungskanal muß bei industriellen Störsignalen um mehrere Größenordnungen höher sein als bei Anwesenheit von weißem Rauschen [12]. Unter diesen Umständen verliert das Digitalsignal praktisch die ihm i. allg. nachgesagte hohe Störsicherheit. Da Lichtleitersysteme gegenüber industriellen Störsignalen absolut unempfindlich sind, dürften sie in Zukunft auch für die Zwecke der Meßdatenübertragung im prozeßnahen Bereich eine technisch und ökonomisch günstige Alternativlösung zu den konventionellen Kupferkabelsystemen bilden.

2. Gütekriterien der digitalen Meßwertübertragung

Während in der Meßtechnik Meßfehler und Einschwingzeit die wichtigsten Gütekriterien sind, eignen sich zur Behandlung übertragungstechnischer Probleme Störabstand und Bandbreite als äquivalente Kenngrößen. Bei der Abbildung analoger Meßgrößen durch diskrete Signale tritt ein systembedingter Quantisierungsfehler δ_q auf:

$$\delta_q = \frac{1}{2^s - 1}. \tag{1}$$

s Stellenzahl des kodierten Meßwertes

Der hierzu gehörende Quantisierungsgeräuschabstand a_Q ist gegeben durch

$$a_Q = 6s + 1{,}8\ \text{dB}. \tag{2}$$

Störungen im Übertragungskanal rufen im Digitalsignal Bitfehler hervor, deren Auswirkungen auf das dekodierte Signal durch einen Bitfehlergeräuschabstand a_p beschrieben werden können:

$$a_p = 10 \lg \frac{1}{p_F} - 10 \lg n - 4{,}3\ \text{dB}. \tag{3}$$

p_F Bitfehlerwahrscheinlichkeit; n Anzahl der Regenerierungen

Damit der durch die Kodierung gegebene Meßfehler bei der Übertragung nicht wesentlich vergrößert wird, muß mindestens gelten

$$a_p > a_Q. \tag{4}$$

Die an die Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu stellende Forderung ist also nicht unabhängig vom geforderten Meßfehler. Ein Zahlenbeispiel soll die Härte der Forderungen an die digitale Meßwertübertragung verdeutlichen:

$$\delta_q = 10^{-3} \rightarrow s = 10 \rightarrow a_Q = 61{,}8\ \text{dB}$$

$$\left.\begin{aligned} p_F &= 10^{-8} \\ n &= 10 \end{aligned}\right\} \rightarrow \quad a_p = 65{,}7\ \text{dB}.$$

Bei einem zulässigen Quantisierungsfehler von 10^{-3} darf also bei 10 Regenerierungen, die beim Einsatz von Mikroprozessoren in betrieblichen Meßwerterfassungssystemen durchaus zu erwarten sind, die Bitfehlerrate im gestörten Übertragungskanal höchstens 10^{-8} betragen.

In Lichtleitersystemen bilden das normalverteilte Rauschen der Empfängerbaugruppe sowie die Signalverzerrungen die dominierenden Störungsursachen. Der erforderliche Störabstand vor

dem Amplitudenentscheider des Regenerators zur Gewährleistung einer Bitfehlerwahrscheinlichkeit von 10^{-8} ergibt sich unter diesen Randbedingungen aus folgender Beziehung:

$$R_1' = R_0' + \Delta R_S' + \Delta R_T' \equiv 18 + 5 + 4 = 27\ \text{dB}\,. \qquad (5)$$

R_0' Störabstand bei Berücksichtigung des normalverteilten Rauschens; $\Delta R_S'$ Störabstandserhöhung infolge auftretender Impulsverzerrungen; $\Delta R_T'$ Toleranzzuschlag

Der Störabstand R_1' muß in einem Übertragungskanal realisiert werden, dessen Bandbreite durch die Bitfrequenz f_b des Digitalsignals bestimmt wird. Diese Bandbreite $B_{ü}$ wird im wesentlichen durch die Grenzfrequenz des empfangsseitigen Tiefpaßfilters realisiert. Als Dimensionierungskompromiß kann man angeben:

$$B_{ü} \approx 0{,}8 f_b\,. \qquad (6)$$

Damit sind also die Gütekriterien Störabstand und Bandbreite formuliert. Als weiteres Gütekriterium ist im folgenden die maximale Übertragungslänge des Lichtleiterkabels für typische Betriebsfälle zu bestimmen.

3. Systemmodell

Im Bild 1 ist das Systemmodell eines Lichtleitersystems zur digitalen Meßwertübertragung dargestellt. Als Systembausteine werden dabei aus technischen und ökonomischen Gründen einfachere und damit kostengünstigere Komponenten gewählt als in den Systemkonzepten der Nachrichtentechnik. Eine GaAs-Lumineszenzdiode dient als Sender und Intensitätsmodulator, während eine Si-Fotodiode als empfangsseitiger Wandler eingesetzt wird. Die Wellenlänge der emittierten Infrarotstrahlung liegt bei $\lambda = 920$ nm. Der Strom durch die Lumineszenzdiode und damit die emittierte Lichtintensität wird mit Hilfe einer Taststufe durch die ungeträgerte binäre PCM-Meßdatenfolge getastet. Als Übertragungsmedium dient ein Multimode-Stufenprofil-Lichtleiter. Beim Übergang der optischen Strahlung zwischen der strahlenden Fläche der Sendediode und dem Lichtleiter einerseits sowie dem Lichtleiter und der optisch aktiven Fläche der Empfangsdiode andererseits treten Koppelverluste auf, die mit den Methoden der geometrischen Optik abgeschätzt werden können. Der elektronische Teil des Empfängers besteht aus einem Tiefpaß-Verstärker und dem PCM-Regenerator.

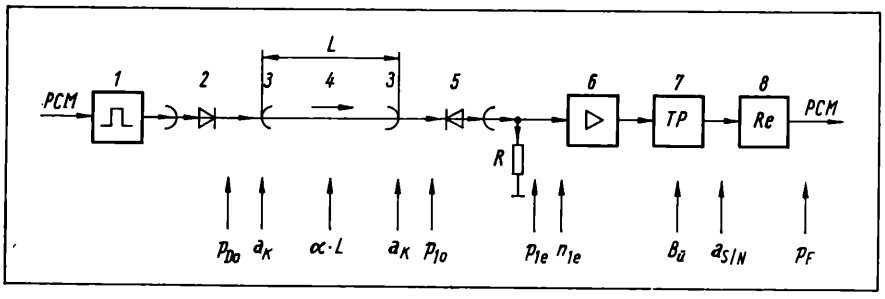


Bild 1. Systemmodell eines Lichtleitersystems zur Meßdatenübertragung

1 Taststufe; *2* Lumineszenzdiode; *3* optische Koppelelemente; *4* Multimode-Stufenprofil-Lichtleiterkabel; *5* Fotodiode; *6* Verstärker; *7* Tiefpaßfilter; *8* PCM-Regenerator

4. Optoelektronische Signalwandlungen

Die Anpassung des PCM-Meßdatensignals an den optischen Übertragungskanal erfolgt durch Tastung der Lichtintensität der Sendediode. Dabei sollte die Impulsbreite t_0 des Sendeimpulses mit Rücksicht auf die Impulsverzerrungen in dem Lichtleiter kleiner als die Bitdauer t_b gewählt werden. Das setzt Lumineszenzdioden entsprechend hoher Modulationsfrequenz voraus.

Auf der Empfangsseite ist der Zeitverlauf des Stromes der Fotodiode $I(t)$ proportional zur empfangenen Lichtintensität $E_1^2(t)$:

$$I(t) = \frac{\eta \cdot e}{h \cdot F_L} \cdot E_1^2(t)\,. \qquad (7)$$

η Quantenwirkungsgrad der Fotodiode (0,7); $e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ As; $h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ Ws^2; F_L Frequenz des optischen Trägers

Nimmt man Gleichwahrscheinlichkeit der L- und O-Bits an, dann folgt daraus für den Effektivwert des Demodulationsproduktes im Fotodiodenstrom

$$I_{1\,\text{eff}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\eta \cdot e}{h \cdot F_L} \cdot P_{10}\,. \qquad (8)$$

P_{10} optische Empfangsleistung

Definiert man die Dämpfung des optoelektronischen Empfangswandlers durch

$$a_{o/e} = 10 \lg \frac{P_{10}}{I_{1\,\text{eff}}^2 R}\,\text{dB}\,, \qquad (9)$$

dann erhält man mit Gl. (8) hierfür folgenden Ausdruck:

$$a_{o/e} = 10 \lg \frac{2(h \cdot F_L)^2}{(\eta \cdot e)^2 \cdot P_{10} \cdot R}\,\text{dB}\,. \qquad (10)$$

Man erkennt daraus, daß diese Dämpfung vom Absolutwert der empfangenen optischen Leistung abhängt, was für den Systementwurf und die Bestimmung der maximalen Übertragungslänge von wesentlicher Bedeutung ist.

5. Kenngrößen des Lichtleiterkabels

5.1. *Impulsverzerrung durch Dispersion*

Im Multimode-Lichtleiter tritt durch die unterschiedlichen Laufzeiten der zahlreichen optischen Wellenmoden eine sog. Modendispersion auf, die zu einer Verbreiterung des Impulses am Kabelausgang führt. Ein zweiter Dispersionseffekt entsteht dadurch, daß das Licht der Sendediode nicht monochromatisch ist. Durch die frequenzabhängige Ausbreitungsgeschwindigkeit des Lichtes tritt dadurch eine sog. Materialdispersion auf. Nach [6] kann man den Einfluß der Dispersion auf die Impulsverbreiterung durch folgende Gleichung beschreiben:

$$t_1^2 = t_0^2 + \Delta\tau^2 L^2 + \Delta\tau_d^2 L^2\,. \qquad (11)$$

t_0 bzw. t_1 Impulsbreiten am Anfang bzw. Ende des Lichtleiters; L Lichtleiterlänge in km; $\Delta\tau$ bzw. $\Delta\tau_d$ kilometrische Impulsverbreiterung infolge Modendispersion bzw. Materialdispersion.

Aus Gl. (11) ergibt sich damit für die verzerrungsbegrenzte Übertragungslänge des Lichtleiterkabels:

$$L_v = \sqrt{\frac{t_1^2 - t_0^2}{\Delta\tau^2 + \Delta\tau_d^2}}\,\text{km}\,. \qquad (12)$$

Ein Zahlenbeispiel soll verdeutlichen, wie groß die Leistungsfähigkeit eines Lichtleitersystems mit Lumineszenzdiode und

Multimode-Stufenprofil-Lichtleiter bei der Übertragung eines Meßdatensignals mit relativ hoher Bitfrequenz ist:

Mit $f_b = 10$ Mbit/s; $t_1 = t_b = 100$ ns; $t_0 = 50$ ns;
$\Delta\tau = 50\ \text{ns} \cdot \text{km}^{-1}$; $\Delta\tau_d = 4\ \text{ns} \cdot \text{km}^{-1}$

erhält man eine verzerrungsbegrenzte Lichtleiterlänge von

$$L_v = 1{,}7\ \text{km}\ .$$

Ein zweites Kriterium für die Festlegung der kritischen Entfernungsgrenze ist die dämpfungsbegrenzte Lichtleiterlänge, die noch zu bestimmen ist.

5.2. *Dämpfung des Lichtleiters*

Die theoretische untere Grenze der Dämpfung von Lichtleitern liegt bei 1 ... 2 dB/km. Bisher ist es bereits gelungen, für die Zwecke der Nachrichtenübertragung Dämpfungen von 2 ... 8 dB/km bei Gradientenprofil-Lichtleitern zu realisieren. Demgegenüber liegen die Dämpfungen von Lichtleiterkabeln, die derzeit für industrielle Anwender angeboten werden, bei 30 ... 800 dB/km.

Für die nachfolgende Systemberechnung, mit der die Leistungsfähigkeit von industriellen Lichtleitersystemen für die Zwecke der Meßdatenübertragung abgeschätzt werden soll, wird aus technischen und ökonomischen Gründen eine Dämpfung von $\alpha = 30$ dB/km zugrunde gelegt. Für derartige Multimode-Stufenprofil-Lichtleiterkabel dürfte der Zeitpunkt, zu dem Kostengleichheit mit äquivalenten Koaxialkabeln eintritt, wesentlich früher liegen, als bei den hochwertigen Typen der Nachrichtenübertragung.

5.3. *Koppeldämpfung*

Beim Lichtübergang zwischen Diode und Lichtleiter treten Koppelverluste auf. Ausgehend von Angaben in [4] und [11] ist mit theoretischen Werten von rd. 8 dB je Koppelstelle zu rechnen. Unter Berücksichtigung unvermeidlicher Montage- und Herstellungstoleranzen wird für die nachfolgende Systemberechnung eine Koppeldämpfung von

$$a_k \approx 15\ \text{dB}$$

angenommen. Die gesamte Dämpfung des Lichtleiterkabels ist damit gegeben durch

$$a_F = \alpha \cdot L + 2a_k\ \text{dB}\ . \tag{13}$$

6. Signal-Rauschabstand im Empfänger

Nimmt man die optische Strahlungsleistung der Sendediode als gegeben an, dann läßt sich unter Verwendung der Gln. (13) und (10) die elektrische Signalleistung am Eingang des Empfangsverstärkers bestimmen. Damit entschieden werden kann, unter welchen Bedingungen der durch Gl. (5) geforderte Signal-Rauschabstand im Empfänger eingehalten werden kann, muß noch die äquivalente elektrische Rauschleistung am Verstärkereingang ermittelt werden. Bild 2 zeigt das Rausch-Ersatzschaltbild des optoelektronischen Empfängers. Als wesentliche Rauschquellen sind zu berücksichtigen das Schrotrauschen der Fotodiode, das von der optischen Empfangsleistung und vom Dunkelstrom der Diode abhängt, das thermische Rauschen des Lastwiderstandes R der Fotodiode sowie das äquivalente Rauschen des nachgeschalteten rauscharmen Verstärkers. Für die äquivalente Rauschleistung N_{1e} am Widerstand R erhält man danach

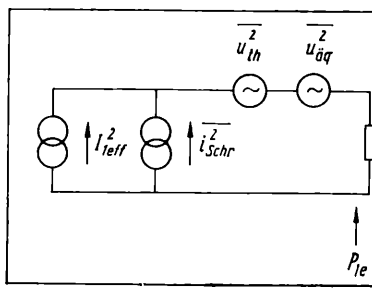


Bild 2. Rausch-Ersatzschaltbild des optoelektronischen Empfängers

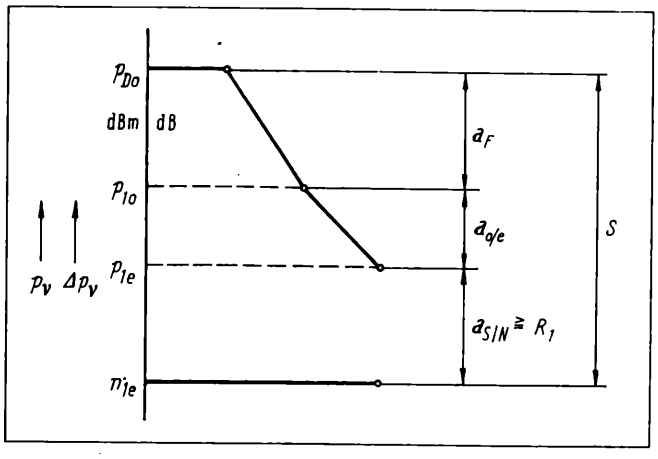


Bild 3. Systemdiagramm eines Lichtleitersystems

$$N_{1e} = \left[2e\left(\frac{\eta e}{hF_L} P_{1o} + I_d\right) R + 4kT_0F\right] \cdot B_{ü}\ . \tag{14}$$

I_d Dunkelstrom der Fotodiode (10^{-8} A); $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ \text{WsK}^{-1}$; F Rauschzahl des Verstärkers; T_0 absolute Temperatur

Die Bandbreite $B_ü$ ist dabei durch Gl. (6) bestimmt. Der Signal-Rauschabstand im Empfänger ergibt sich unter Verwendung der Gln. (8) und (14) aus folgender Gleichung:

$$a_{S/N} = 10\ \text{lg}\ \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{\eta e}{hF_L}\right)^2 P_{1o}^2 R}{\left[2e\left(\frac{\eta e}{hF_L} P_{1o} + I_d\right) R + 4kT_0F\right] B_ü}\ \text{dB}\ . \tag{15}$$

Damit in Lichtleitersystemen die Meßdatenübertragung entsprechend den gewählten Gütekriterien erfolgt, muß mit Gl. (5) gelten

$$a_{S/N} \geqq R_1'\ . \tag{16}$$

7. Systemdiagramm und Systemgleichung

Stellt man die für die Systemdimensionierung wesentlichen Signal- und Störleistungen als absolute Leistungspegel und die Dämpfungen sowie den Störabstand als Pegeldifferenzen in einem Systemdiagramm nach Bild 3 grafisch dar, dann lassen sich alle bisher behandelten Kenngrößen auf einfache Weise zusammenfassen. Aus dem Systemdiagramm nach Bild 3 ergibt sich unmittelbar die Definitionsgleichung für den Systemwert S digitaler Meßwertübertragungssysteme:

$$S = a_F + a_{o/e} + R_1' \equiv p_{Do} - n_{1c}\ \text{dB}\ . \tag{17}$$

p_{Do} absoluter Leistungspegel der optischen Strahlungsleistung der Lumineszenzdiode in dBm; n_{1e} absoluter Leistungspegel der äquivalenten elektrischen Rauschleistung des Empfängers in dBm

Löst man diese Gleichung nach der optischen Strahlungsleistung P_{Do} der Sendediode auf, dann erhält man eine Beziehung, die alle wesentlichen Systemparameter bei dämpfungsbegrenzter Lichtleiterlänge miteinander verknüpft:

$$P_{Do} = 10^{0{,}1(a_F + a_{o/e} + R_1')} \cdot N_{1e}\,\frac{\text{mW}}{\text{sr}}\ . \tag{18}$$

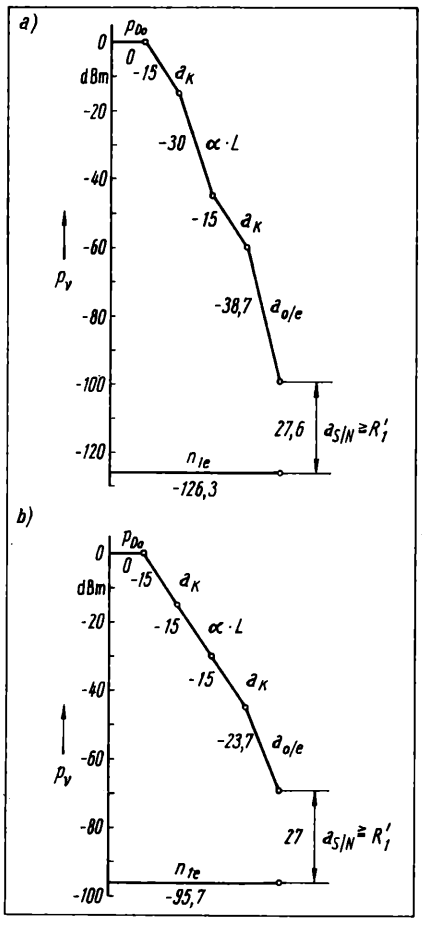


Bild 4. Systemdiagramme von Lichtleitersystemen zur Meßdatenübertragung

Systemdaten:
$P_{Do} = 1$ mW/sr,
$\lambda = 920$ nm,
$\eta = 0{,}7$, $I_d = 10^{-8}$ A,
$R = 1$ MΩ, $F' = 2$ dB,
$\alpha = 30$ dB/km,
$\Delta\tau = 50$ ns/km.
$\Delta\tau_d = 4$ ns/km,
a) Systembeispiel für
$f_b = 10$ kbit/s,
$B_{ü} = 8$ kHz,
$p_F \leqq 10^{-8}$,
$L_\alpha = 1$ km
b) Systembeispiel für
$f_b = 10$ Mbit/s,
$B_{ü} = 8$ MHz,
$p_F \leqq 10^{-8}$,
$L_\alpha = 0{,}5$ km

Damit kann man Gl. (18) als Systemgleichung der Lichtleitersysteme bezeichnen.

8. Systembeispiele

Um die Leistungsfähigkeit von Lichtleitersystemen für die Meßdatenübertragung quantitativ beschreiben zu können, wurde Gl. (17) unter Verwendung der zuvor vereinbarten System- und Bauelementedaten numerisch ausgewertet. Die Ergebnisse sind im Bild 4 in Form von zwei Systemdiagrammen grafisch dargestellt. Für das Systembeispiel *a* wurde ein Meßdatensignal mit einer Bitfrequenz von $f_b = 10$ kbit/s gewählt. Diese Übertragungsrate dürfte für zahlreiche Einsatzfälle der prozeßnahen Meßdatenübertragung ausreichend sein. Der resultierende Signal-Rauschabstand von 27,6 dB erfüllt die an die Gütekriterien der digitalen Meßwertübertragung zu stellenden Forderungen. Aus dem Diagramm im Bild 4a folgt weiterhin, daß bei diesem Systembeispiel die maximale Kabellänge 1 km betragen darf. Da bei der hier gewählten Bitrate die Dispersionseinflüsse keine wesentliche Rolle spielen, ist also die maximale Übertragungslänge des Lichtleiterkabels dämpfungsbegrenzt und beträgt

$$L_\alpha = 1 \text{ km} .$$

Diese Grenzentfernung dürfte einer Vielzahl von praktischen Einsatzfällen für die industrielle Prozeßautomatisierung genügen.

Dem Systembeispiel *b* liegt ein Meßdatensignal mit einer gewählten Bitfrequenz von $f_b = 10$ Mbit/s zugrunde. Damit können also Bus-Strukturen mit einer für den industriellen Bereich außerordentlich hohen Übertragungsrate realisiert werden. Der resultierende Signal-Rauschabstand von 27 dB erfüllt auch hier die Anforderungen an die Gütekriterien der Meßdatenübertragung. Allerdings beträgt nach dem Diagramm im Bild 4b für dieses Systembeispiel die maximale Lichtleiterlänge nur noch 0,5 km. Vergleicht man diesen Grenzwert mit der zuvor ermittelten verzerrungsbegrenzten Lichtleiterlänge von $L_v = 1{,}7$ km, dann folgt daraus, daß auch bei diesem Systembeispiel die maximale Übertragungslänge des Lichtleiterkabels dämpfungsbegrenzt ist und

$$L_\alpha = 0{,}5 \text{ km}$$

beträgt. Auch diese Grenzentfernung dürfte für zahlreiche informationelle Strukturen im prozeßnahen Bereich ausreichend sein.

Damit wurde also konzeptionell nachgewiesen, daß sich zur Realisierung industrieller Lichtleitersysteme im prozeßnahen Bereich relativ einfache optoelektronische Bauelemente und Lichtleiterkabel eignen. Demzufolge gelten bei einer zukünftigen Ausrüstung von Automatisierungssystemen mit optoelektronischen Komponenten andere technische Anforderungen an die entsprechenden Bauelemente und Lichtleiterkabel als in der Nachrichtentechnik.

Zusammenfassung

Mit der Einführung von Mikroprozessoren in die informatio nellen Strukturen der Automatisierungstechnik ist die Störsicherheit digitaler Übertragungskanäle im prozeßnahen Bereich zu gewährleisten. Hierzu werden gegenwärtig als Übertragungsmedien für die digitalen Bus-Leitungen i. allg. Koaxialkabel vorgesehen. Da Lichtleiterkabel gegen industrielle Störsignale absolut unempfindlich sind, ist ein steigendes Interesse am Einsatz dieses Übertragungsmediums im industriellen Bereich zu beobachten. Im Gegensatz zu den Forderungen der Nachrichtentechnik kann man sich bei der Meßdatenerfassung auf relativ niedrige Informationseinflüsse und kurze Entfernungen beschränken. Mit der Lumineszenzdiode, der Fotodiode und dem Multimode-Stufenprofil-Lichtleiter kommen dabei verhältnismäßig kostengünstige Systemkomponenten in Betracht, für die im Interesse der Flexibilität geeignete Steckverbindertechnologien zu entwickeln sind. Die optoelektronischen Wandler garantieren bei dieser Lösung geeignete elektrische Trennstellen im System. Die durchgeführte Systemanalyse zeigt, daß mit den genannten Bausteinen Meßdatenflüsse von rd. 10 kbit/s bzw. 10 Mbit/s über maximale Lichtleiterkabellängen von rd. 1 km bzw. 0,5 km störsicher zu übertragen sind. Für diese Einsatzfälle sind im Gegensatz zur breitbandigen Nachrichtenübertragung Lichtleiterkabel mit einer relativ hohen Dämpfung (rd. 30 dB/km) geeignet. Sobald derartige Lichtleiterkabel mit entsprechenden Koaxialkabeln kostenmäßig konkurrieren können, ist zu erwarten, daß Lichtleitersysteme für die industrielle Meß- und Steuerdatenübertragung aus der Sicht der Kosten- und Materialökonomie einerseits und der Störsicherheit andererseits den elektrischen Kupferkabelsystemen überlegen sein werden.

Literatur

[1] *Kube, E.:* Optische Nachrichtenübertragung mit Halbleiterstrahlungsquellen. Nachrichtentechnik/Elektronik **22** (1972) H. 3, S. 90 bis 93.
[2] *Bose, H.; Kube, E.:* Nachrichtenübertragung in Lichtleitern. Nachrichtentechnik/Elektronik **24** (1974) H. 10, S. 379 – 382.
[3] *N. N.:* Fiber-optic system carries voice, TV and data signals. Electronics **48** (1975) No. 21, pp. 29 and 30.
[4] *Sandbank, C. P.:* Nachrichtenübertragung durch Lichtleitfasern. Elektr. Nachrichtenwesen **50** (1975) H. 1, S. 21 – 29.
[5] *Gundlach, R., u. a.:* Fiber-optic developments spark worldwide interest. Electronics **49** (1976) No. 16, pp. 81 – 104.
[6] *Unger, H.-G.:* Optische Nachrichtentechnik. Westberlin: Elitera-Verlag 1976.
[7] *N. N.:* Nachrichtenkabel-Hersteller rüsten für den technologischen Wandel. Nachrichtenelektronik **32** (1978) H. 4, S. 13 – 15.
[8] *N. N.:* Lichtleiter-Bus verbindet Mikrocomputer-Systeme. Elektronik **27** (1978) H. 9, S. 51.
[9] *N. N.:* Glasfaser-Übertragungssystem für industrielle Anwendungen. Elektronik **27** (1978) H. 9, S. 158.
[10] *Bedgood, M. A.; Leach, J.; Matthews, M.:* Lösbare Steckverbindungen in Lichtleitfasern. Nachrichtenelektronik **31** (1977) H. 4, S. 85 bis 89.
[11] *Glaser, W.:* Zur Ermittlung des Einkoppelwirkungsgrades in eine Mehrmoden-Glasfaser. Nachrichtentechnik/Elektronik **25** (1975) H. 7, S. 246 – 249.
[12] *Güttler, F.:* Beitrag zum Entwurf von frequenzanalogen und digitalen Meßwertübertragungssystemen unter Berücksichtigung realer Störungen. Dissertation B, TH „Otto von Guericke" Magdeburg 1978.

msr 6903

Dr.-Ing. *K. Göpel* und Dipl.-Ing. *K. Richter*, Berlin[1])

Einsatz der Optoelektronik in Automatisierungsanlagen

IA 2.4.0.2.; 5.0.

1. Merkmale

Mit der Bereitstellung neuer mikroelektronischer Bauelemente wird der Automatisierungsanlagenbau befähigt, neue Steuerungskonzeptionen ökonomisch zu realisieren. Speziell durch den Einsatz der Mikrorechentechnik sind neue Wege der Informationsgewinnung, -übertragung und -nutzung zu suchen, die durch

- technisch ökonomische Bedingungen
- den internationalen Trend
- die Versorgungslage mit Kupferrohstoffen

bedingt sind. Eine Lösung wird im Einsatz der Lichtleiter als Übertragungsmedium gesehen.
Die Bedeutung der Optoelektronik in Automatisierungsanlagen besteht in folgenden Vorteilen gegenüber der elektrischen Übertragungstechnik:

- Unempfindlichkeit gegen elektromagnetische Störungen

  In vielen Automatisierungsanlagen mußte bisher hoher Aufwand zur Ermittlung und Beseitigung elektromagnetischer Störeinflüsse u. a. durch Feldmessung, besondere Abschirm- und Verlegemaßnahmen betrieben werden. Die Unempfindlichkeit der Lichtleiter gegenüber elektromagnetischen Feldern bildet eine wesentliche Grundlage zum Erschließen neuer Anwendungsgebiete von elektronischen Automatisierungsgeräten.

- Galvanische Trennung zwischen Sender und Empfänger

  Die Kombination optoelektronischer Signalsender und -empfänger (z. B. Optokoppler) gewährleistet die Potentialtrennung der angeschlossenen Geräte zur Informationserfassung, -verarbeitung und -nutzung ohne zusätzlichen technischen Aufwand. Durch Zwischenschalten von Lichtleitern als Übertragungsmedium werden weitere Möglichkeiten z. B. zur Informationsübertragung zwischen Teilen unterschiedlichen Spannungspotentials geschaffen. Der Einsatz optoelektronischer Bauelemente vereinfacht Erdungsprobleme, da durch die vollständige galvanische Trennung keine Erdschleifen auftreten können.

- Einsatz von Lichtleiterkabeln statt Kupferleitungen

  Mit der Bereitstellung eines optoelektronischen Bauelementesortiments ist die Voraussetzung zum umfassenden Einsatz für externe Verbindungsleitungen in Automatisierungsanlagen geschaffen. Die bisher genannten Vorteile, verbunden mit

  - erhöhter Abhörsicherheit
  - Ausschluß von Nebensprechen
  - erhöhter Sicherheit in explosionsgefährdeter Umgebung
  - erhöhte Zuverlässigkeit durch Verwendung von Halbleiterbauelementen

  erschließen neue Möglichkeiten der Automatisierung technologischer Prozesse. Es geht hierbei in erster Linie nicht um den Ersatz bisheriger Lösungen, sondern um die Schaffung neuer Einsatzgebiete.

Für die Lichtleitertechnik als Zweig der Optoelektronik werden gegenwärtig zwei unterschiedliche Einsatzgebiete unterschieden, die Langstrecken (-nachrichten-)übertragung und die Kurzstreckenübertragung (s. S. 482–494).

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Elektro-Anlagen Berlin.

2. Anwendungsgebiete

Ausgehend von den grundsätzlichen Bemerkungen des Einsatzes der Lichtleitertechnik für die Probleme der Kurzstreckenübertragung im Automatisierungsanlagenbau sollen nachfolgend mögliche Anwendungsgebiete genannt werden. Es handelt sich weder um eine vollständige Aufzählung, da noch nicht alle Anwendungsbereiche erschlossen sind, noch um die Beschreibung bereits realisierter Objekte. Es werden prinzipielle Möglichkeiten des Einsatzes optoelektronischer Einrichtungen aufgezeigt.
Die genannten Elemente dienen einmal in der Automatisierungsgerätetechnik zur Realisierung neuer Wirkprinzipien mit der Beeinflussung der Anlagentechnik, zum anderen vor allem im Zusammenhang mit rechentechnischen Einrichtungen zur Signalübertragung mit den genannten Vorteilen. Es soll zwischen den drei grundsätzlichen Anordnungen zur Signalübertragung, Anzeige und Informationsgewinnung unterschieden werden.

2.1. Anordnungen zur Signalübertragung (geschlossene Koppler)

Die Übertragungsanordnung besteht aus einem Lichtsender (Emitter), der ein elektrisches Eingangssignal in ein äquivalentes Lichtsignal wandelt, einem Lichtempfänger (Detektor), der eine Signalwandlung in umgekehrter Richtung vornimmt, und einem Lichtleiter, der beide Elemente verbindet.

2.1.1. Kompakte optoelektronische Koppler

Die drei genannten Elemente sind in einer kompakten Einheit zusammengefaßt, die im allgemeinen als optoelektronischer Koppler bezeichnet wird. Konstruktiv besteht meist eine Anpassung an die Ausführungsformen integrierter Schaltkreise, so daß ein gemeinsames Bestücken von Leiterplatten möglich ist. Nach außen sind nur die elektrischen Anschlüsse des Ein- und Ausgangs erkennbar.

Ein bedeutender Einsatzfall sind die Eingangs- und Ausgangsschaltungen (Interface) des Informationsverarbeitungsteils, die die Kopplung zu den Prozeßgebern und Stellgliedern ermöglichen. Die optoelektronischen Koppler ersetzen die bisher üblichen Trennrelais, wobei folgende wesentliche Merkmale zu nennen sind:

- kleine konstruktive Abmessungen der Koppler
- keine mechanisch bewegten Teile und ein höheres Zuverlässigkeitsniveau (vergleichbar mit IS-Zuverlässigkeit)
- galvanische Trennung zwischen Ein- und Ausgang des Kopplers mit einer Spannungsfestigkeit von mehreren kV
- konstruktiv und elektrisch kompatibel zu vor- und nachgeschalteten Bauelementen, z. B. integrierten Schaltkreisen.

Eine weitere wesentliche Einsatzmöglichkeit besteht in der galvanischen Trennung von Signalen innerhalb von elektronischen Geräten. Als ein Beispiel sei die entkoppelte Rückführung vom Sekundär- zum Primärkreis eines Schaltnetzteils genannt.

2.1.2. Signalübertragungsstrecken

Bei den Signalübertragungsstrecken werden Lichtsender und -empfänger durch Lichtleiterkabel verbunden. Es sind im Automatisierungsanlagenbau sowohl analoge (Bandbreite 1 ... 10 MHz) als auch binäre (max. Datenbitrate rd. 1 Mbit/s) Signale zu übertragen. Die zu überbrückende Entfernung schwankt bei den einzelnen Projekten sehr stark und geht von einigen Metern

bis zum Kilometerbereich. Im Bild 1 sind die Grundelemente einer Signalübertragungsstrecke und deren Zusammenschaltung in einer Prinzipdarstellung gezeigt. Diese Elemente sollen nachfolgend kurz charakterisiert werden.

- Anschlußsteuerung (0)
  Der Anschluß der (optischen) Informationsübertragungsstrecke an eine (elektronische) Steuerungseinrichtung erfolgt über dieses Element, das
  - die Informationsübergabe durchführt und überwacht
  - die elektrische und konstruktive Anpassung zur Steuerungseinrichtung gewährleistet.

Die elektrischen Schnittstellen sind auf eine problemlose Zusammenarbeit und Integration mit zur Zeit verwendeten elektronischen bzw. halbelektronischen Systemen abgestimmt.

- Kodierer (1)
  Die Umwandlung vorliegender elektrischer paralleler Einzelinformationen (Primärinformationen) in serielle Binärsignale (Sekundärinformationen) erfolgt in diesem Element. Der Kodierer hat folgende Aufgaben zu erfüllen:
  - Parallel/Serien-Wandlung vorliegender Primärinformationen
  - Kodesicherung
  - eindeutige Zuordnung von Takt und Informationen zum Zweck ihrer Modulation und gemeinsamen Übertragung.

Die Kodeauswahl hat unter dem Aspekt
- der aufwandsarmen, integrierbaren Lösung der Kodierung
- der Eindeutigkeit der Dekodierung der Signale
- der Rückgewinnung von Daten- und Taktsignalen zu erfolgen.

- Optischer Sender (2)
  Entsprechend der geforderten Übertragungsrate und der zu realisierenden Entfernungen werden als Sender folgende Bauelemente mit Lichtleitanschluß eingesetzt:
  - Leuchtdioden (LED bzw. HRLED)
  - Laserdioden.

- Lichtleiter (3)
  Als Übertragungsmedium kommen Lichtleiter mit unterschiedlichem konstruktiven Aufbau und technisch-physikalischen Daten zur Anwendung. Der wichtigste Kennwert der Lichtleiter für die Anwendung in der Kurzstreckenübertragung ist, bedingt durch die geringen Datenraten, die Dämpfung und nicht die Dispersion. Im allgemeinen finden Multimode-Lichtleiter mit Quarzfasern und Stufenprofil Anwendung.
  In der Tafel sind wichtige Parameter eines optischen Kabels für den Anwendungsbereich des Automatisierungsanlagenbaus angegeben.

Tafel. Parameter optischer Kabel [3]

Umgebungstemperatur für installierte Kabel	−20 ... +70 °C
maximal zulässige Zugkraft ohne Einfluß auf die Dämpfung	50 N
maximale Zugkraft	500 N
Stoßfestigkeit (r = 10 mm, 200 Stöße)	1,5 Nm
kurzzeitige Druckkraft	> 1000 N/cm²
ständige Druckkraft	50 N/cm²
Drucktest bei +85 °C/85 % rel. Luftfeuchtigkeit, t = 2 h	> 80 N Länge = Kabeldurchmesser
Wechselbiegebeanspruchung (3 wechselnde Biegungen, 45 mm Biegeradius, Kraft 10 N)	6000 Zyklen
Biegetest bei −40 °C, 3 Windungen	Corndurchmesser = 7,5 Kabeldurchmesser
Schwingungsbeständigkeit	5 ... 500 Hz; 2 g; t = 2 h
Schlagfestigkeit	40 g, 5 ms
Verschleißfestigkeit feuerhemmend Reißbeständigkeit unter Beanspruchung	ja
Biegeradius nach Installation	50 mm

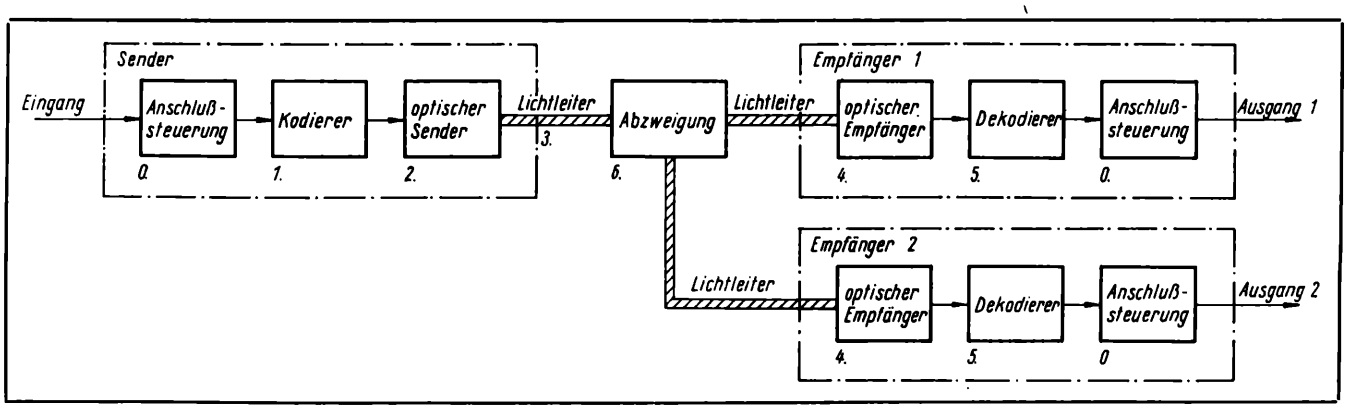
- Optischer Empfänger (4)
  Entsprechend der Übertragungsrate und der zu realisierenden Entfernungen werden als Empfänger folgende Bauelemente mit Lichtleitanschluß eingesetzt:
  - Photodioden (PIN-Diode)
  - Avalanche-Fotodioden (APD).

- Dekodierer (5)
  Aus den vom Kodierer erzeugten seriellen Sekundärsignalen hat der Dekodierer die parallelen Primärinformationen zurückzugewinnen. Er hat folgende Aufgaben zu erfüllen:
  - Seriell/Parallel-Wandlung der übertragenen seriellen Informationen (Sekundärinformationen)
  - Kodeprüfung
  - Taktrückgewinnung aus den übertragenen seriellen Informationen.

- Verzweigungselemente (6)
  Zur Realisierung optischer Bus-Systeme sind Abzweigungen (Y-Kabel, T-Koppler, Stern-Koppler) und Richtungskoppler erforderlich [2] bis [4]. Wesentliche Herstellungstechnologien sind die integrierte Optik und die Dünnschichtoptik.

- Zubehör (7)
  Zur Realisierung von Lichtleiterübertragungssystemen sind neben den genannten Elementen erforderlich:
  - lösbare Steckverbindungen zum Anschluß der Lichtleiterkabel an Steuergeräte und zur Kabelverlängerung

Bild 1. Grundelemente optoelektronischer Übertragungssysteme



– Bauelemente zur Mensch-Maschine- bzw. Mensch-Prozeß-Kommunikation (Bedienpult- bzw. Wartenelemente).

Zum ökonomischen Einsatz speziell zur Kurzstreckenübertragung werden die technisch-ökonomischen Kennwerte der Grundelemente unter dem Aspekt der Anwendung kompletter Systeme abgestimmt.

Bild 2 zeigt als Beispiel Kombinationsmöglichkeiten von Bauelementen, die einerseits technische Bedingungen (Übertragungslänge, Übertragungsrate) realisieren, andererseits ökonomische Vorgaben erfüllen müssen.

International werden bereits komplette Systeme in Modulbauweise angeboten, deren optische und elektrische Schnittstellen die problemlose Zusammenarbeit mit bisher verwendeten Systemen ermöglichen. Die optischen Systeme sind nicht allein Ersatz für elektrische Systeme — durch sie werden der Automatisierungstechnik neue Anwendungsmöglichkeiten erschlossen. Besonders aktuell wurden diese Übertragungsmöglichkeiten vor allem mit der Einführung der Mikrorechentechnik und dem damit zusammenhängenden Aufbau von dezentralisierten Automatisierungsstrukturen.

2.2. *Anzeigeeinrichtungen*

Bei den im Abschn. 2.1 beschriebenen Einrichtungen wird i. allg. mit Licht im infraroten Bereich und bei Anzeigen, die die Kommunikation zum Menschen herstellen, im sichtbaren Bereich gearbeitet.

2.2.1. Anzeigen mit einzelnen optoelektronischen Emittern (LED)

Die Emitterdioden stehen in verschiedenen Farben (vor allem rot, grün, gelb) und Ausführungsformen (diffus- oder punktförmig leuchtend; in Blenden einschraubbar oder auf Leiterplatten auflötbar u. a.) zur Verfügung. Hauptanwendungsgebiete im Automatisierungsanlagenbau sind die Einzelanzeigen auf Bedienpulten oder zur leichteren Fehlerdiagnose bei elektronischen Baugruppen. Im letzteren Fall werden beispielsweise LED-Dioden zur Anzeige von Signalzuständen auf den Frontseiten der Baugruppen angeordnet.

2.2.2. Anzeigen in alphanumerischer Darstellung

Mit Hilfe von Einzelemittern werden Anzeigeeinheiten (z. B. 5×7-Punktraster) aufgebaut, auf denen Prozeßgrößen (z. B. Meßwerte) alphanumerisch dargestellt werden können, um das Bedienungspersonal über den Prozeßzustand zu informieren. Der Einsatz dieser Einrichtungen ist vor allem dann sinnvoll, wenn die Installation eines Bildschirm-Displays ökonomisch nicht vertretbar und nur eine geringe Anzahl von unterschiedlichen Anzeigegrößen vorhanden ist. Von einigen Herstellern erfolgt eine Integration dieser Anzeigen mit Dekodierschaltungen, so daß eine direkte Ansteuerung mit TTL-Pegel und kodierten Binärwörtern der Signalverarbeitung möglich wird.

2.2.3. Punkt- oder flächenhafte Ausleuchtung auf Leuchtbildern zur Prozeßführung

Eine Ausführungsvariante besteht darin, daß Einzellichtemitter in gesonderten konstruktiven Einheiten zusammengefaßt und mit Lichtleitern verbunden sind, deren zweites Ende die Punkt- oder Flächenausleuchtung auf dem Leuchtbild ergibt. Durch die Übertragung durch Lichtleiter kann das Bild klein gehalten werden, und es ist eine verschiedenfarbige Ausleuchtung auf engstem Raum möglich. Damit können die unterschiedlichen Prozeßzustände z. B. eines Antriebes farbig gekennzeichnet werden. Außerdem treten vor allem beim Einsatz von Glühlampen am Leuchtbild keine Wärmeprobleme auf, da die Lampeneinheiten konstruktiv getrennt werden. Ein Nachteil dieser Varianten besteht in der hohen Anzahl von Lichtemittern.

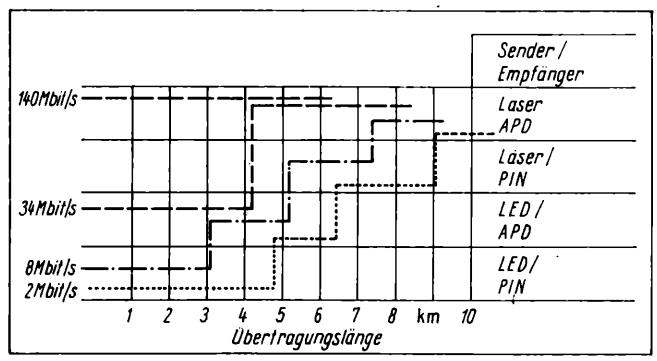


Bild 2. Übertragungslänge in Abhängigkeit vom Sender- und Empfängertyp und gewünschter Bitrate bei einer Kabeldämpfung von 6 dB/km [5]

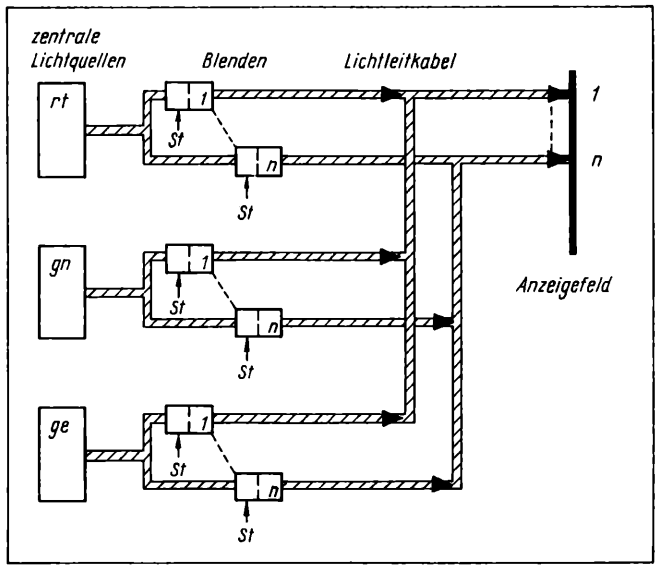


Bild 3. Anzeigeanordnung mit farbigen Lichtquellen und elektrisch betätigten Blenden

St elektrische Steuersignale

Der genannte Nachteil wird bei der zweiten Ausführungsvariante vermieden. Es werden zentrale Lichtquellen (z. B. verschiedenfarbige Leuchtstofflampen) angeordnet, die Licht in eine Vielzahl von Lichtleitern einspeisen. In jedem Lichtleiter befinden sich elektrisch betätigbare Blenden, mit denen der Lichtfluß gesperrt oder freigegeben werden kann. Die auf dem Leuchtschaltbild anzuzeigende Information wird also mit Hilfe der optischen Blenden dem Lichtsignal aufmoduliert. Eine mögliche Anordnung zeigt Bild 3.

2.3. *Lichtleiterkabel in Prozeßgebern zur Informationsgewinnung*

Bei einer Reihe von technologischen Prozessen leidet eine exakte Prozeßführung einschließlich zweckmäßiger Sicherheits- und Schutzprogramme an der Schwierigkeit einer genauen Informationserfassung für einige Prozeßgrößen. Durch den Einsatz von Lichtleitern ist es möglich, Meß- und Überwachungsvorgänge von strahlenden Größen vorzunehmen. Die zu erfassende Strahlung trifft stirnseitig auf den Lichtleiter auf, der die Weiterleitung zur optischen Empfänger- und Geberanordnung übernimmt, von der ein analoges oder binäres Ausgangssignal gebildet wird.

Die genannte Anordnung befindet sich außerhalb des durch die Strahlung belasteten Raumes. Damit sind empfindliche und genaue Geber installierbar, die den Umgebungsbedingungen

„Vor-Ort" nicht ausgesetzt zu werden brauchen. Außerdem wird mit dem Lichtleiterkabel gleichzeitig eine störungssichere Übertragung vom Prozeß zur Steuerungseinrichtung ermöglicht. Ein Beispiel zeigt Bild 4 an einer Flammenüberwachung in einem Heizkessel.

Ein weiteres wesentliches Anwendungsgebiet im Zusammenhang mit der Informationsgewinnung sind die Anordnungen nach dem Prinzip des offenen Kopplers, wobei zwischen dem Reflex- und dem Gabelkoppler unterschieden werden muß. In beiden Fällen gelangt das Licht vom optischen Sender über ein Lichtleiterkabel zur Meßstelle und wird dort entweder reflektiert oder teilweise bzw. vollständig unterbrochen. Der verbleibende Lichtstrom gelangt über einen weiteren Lichtleiter zum optischen Empfänger, um dort in ein äquivalentes elektrisches Signal umgesetzt zu werden. Die beiden Prinzipien verdeutlichen die Bilder 5 und 6. Mit diesen offenen Kopplern ist eine berührungslose Abtastung von sich bewegenden maschinenbautechnischen Einrichtungen (berührungslose Endschalter) auch unter ungünstigen Umgebungsbedingungen möglich.

Durch unterschiedliche reflektierende Markierungen bzw. Lochreihen in einem definierten Abstand sind genaue Positioniermessungen realisierbar. Aus dem vollständigen oder teilweise unterbrochenen bzw. reflektierten Licht erhält man am Empfängerausgang ein analoges Signal, das nach entsprechender Eichung ebenfalls die Position der abzutastenden Einrichtung erkennen läßt.

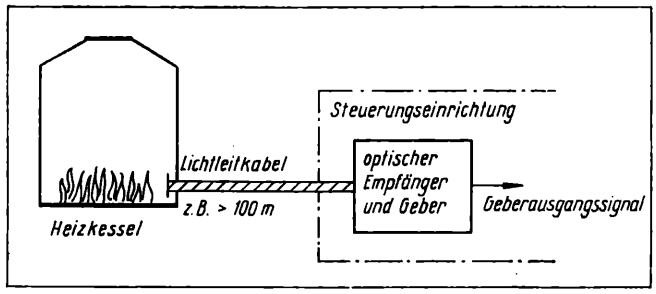


Bild 4. Beispiel der Kombination von optoelektronischen Elementen mit Prozeßgebern

3. Einsatz von Lichtleitern in Automatisierungsanlagen

Bild 7 zeigt ein Beispiel eines Lichtleitereinsatzes mit zwei dezentral angeordneten Mikrorechnerstationen zur gegenseitigen Kommunikation. Das angedeutete Koppelwerk enthält sowohl die optischen Sender/Empfänger, die Seriell/Parallel-Umsetzer (und umgekehrt), die Übertragungskodiereinrichtungen als auch die Einrichtung zur Leitungssteuerung (evtl. auch einen Mikrorechner, jedoch mit geringerem Leistungsvermögen als der Stationsrechner). Es wäre möglich, nur ein Lichtleiterkabel mit bidirektionaler Übertragung zu verwenden.

Die Doppelleitung bietet jedoch neben einer Vereinfachung der Leitungssteuerung eine Redundanzmöglichkeit der Übertragung.

Im Bild 8 ist die Verbindung einer Mikrorechnerstation mit den Einheiten der Prozeßebene gezeigt. Es wurde hier ein Doppelringleitungs-Bus gewählt, um eine zuverlässige Signalübertragung zu erreichen.

Zusammenfassend seien die möglichen Anwendungsgebiete optoelektronischer Einrichtungen im Automatisierungsanlagenbau genannt:

- Übertragung von Steuer- und Meßsignalen in Anlagen mit starken elektromagnetischen Störfeldern
- galvanisch getrennte Übertragung von Meßsignalen zwischen Einrichtungen unterschiedlichen Spannungspotentials
- Übertragung von Meßwerten aus Räumen mit extremen Umweltbedingungen
- Einsatz in Bus-Systemen zur Verbindung mehrerer Rechner oder zwischen Rechner und Prozeßperipherie
- galvanische Eingangs- und Ausgangsentkopplung bei Interface-Einrichtungen
- berührungslose Abtastung und Messung
- Anzeigeeinrichtungen in Warten, Bedienpulten u. ä.

Ein abgestimmtes Bauelemente- und Gerätespektrum würde die Anwender zum Einsatz der Optoelektronik befähigen. Durch die kontinuierliche Einführung dieser Technik bemerkt der Automatisierungsanlagenbauer außer einigen spezifischen Besonderheiten hinsichtlich der Behandlung z. B. bezüglich der Schlag- und Trittempfindlichkeit und des Biegeradius keinen Unterschied zur bisherigen Technik der elektrischen Übertragung.

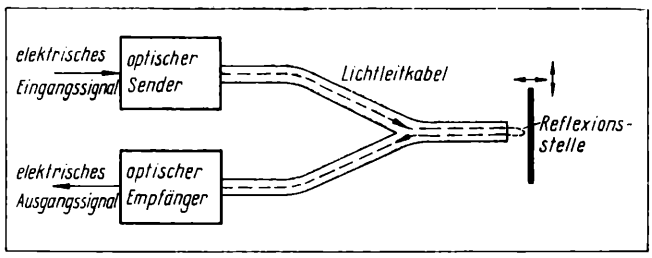


Bild 5. Prinzip des Reflexkopplers

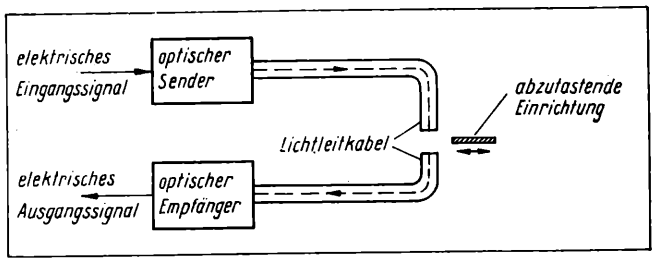


Bild 6. Prinzip des Gabelkopplers

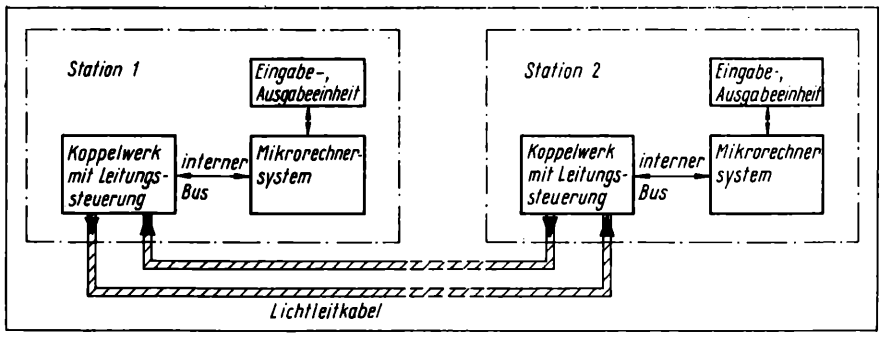


Bild 7. Blockdarstellung der Kopplung zweier Steuerungsstationen mit Lichtleitkabel

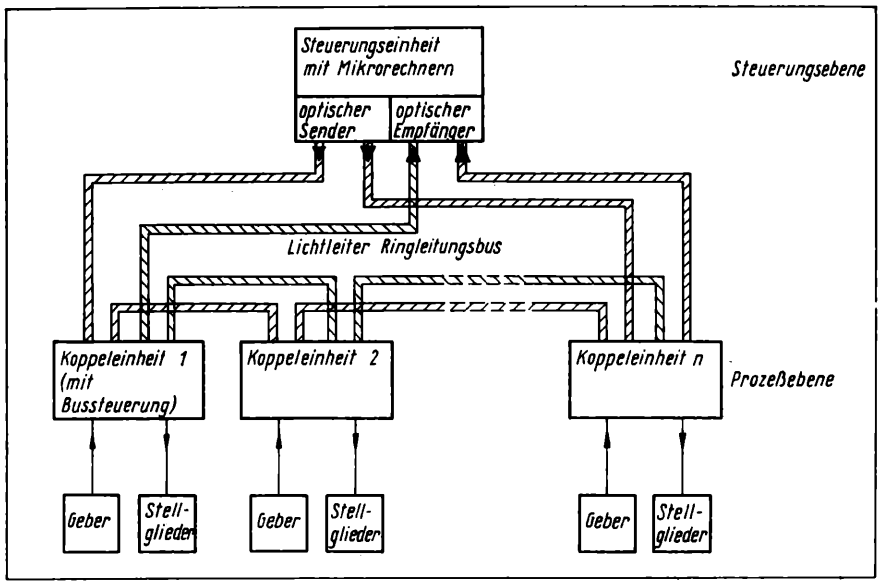


Bild 8. Blockdarstellung der Kopplung einer Steuerungseinheit mit Einheiten der Prozeßebene

Die Monteure, die diese neuen Systeme installieren, benötigen keine besonderen Spezialkenntnisse und Fertigkeiten. Durch die Hersteller der Systeme sind Schulungen und Qualifizierungen der unmittelbar mit dieser Technik operierenden Werktätigen durchzuführen. Ziel hierbei ist die Vermittlung von Kenntnissen über

- mechanisch-physikalische Eigenschaften, z. B. einzuhaltende Biegeradien, maximal zulässiger Zug beim Verlegen und Schlagfestigkeit
- die Handhabung und Wartung der Sonderwerkzeuge, z. B. der Werkzeuge zur Herstellung fester und lösbarer Verbindungen
- die Durchführung von Servicearbeiten, z. B. Kabelbruchortung und -beseitigung.

Zur Ausführung von Montage-, Inbetriebnahme- und Servicearbeiten sind geeignete Meß-, Prüf- und Servicegeräte erforderlich, die keine übermäßig hohen Anforderungen an die herzustellenden Umweltbedingungen einerseits und an die Qualifikation und handwerkliche Fähigkeit des Monteurs andererseits stellen. Der Einsatz der Geräte erfolgt in der Regel auf der Baustelle unter teilweise rauhen Umweltbedingungen:

- hohe Temperaturunterschiede
- Luftfeuchtigkeit
- Staub- und Schmutzbeeinträchtigung.

Die Hersteller von optoelektronischen Bauelementen bieten einerseits komplette Systeme an, die durch ihre Modulbauweise und elektrischen Schnittstellen problemlos mit der z. Z. verwendeten Technik integriert werden können, andererseits ist der Anwender in der Lage, mit Hilfe von Servicegeräten und einzeln verfügbaren Bauelementen in Ausnahmefällen sein gewünschtes System selbst zu gestalten.

Die Montage einzelner Systembestandteile vor Ort sollte jedoch bei dieser Technik eine Ausnahme bilden. Hier sind seitens des Systemherstellers die Forderungen nach Vorfertigung von Sende- und Empfangsmodulen sowie von konfektionierten, d. h. mit Steckverbinder versehenen, Kabeln projektierter Längen und/oder Standardlängen zu erfüllen.

Literatur

[1] *Oestreich, U., u. a.:* Optical wave guide cables. 3rd European Conference on Optical Communication München 1977.
[2] Kopplung bei optischen Datensammelleitungen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 2, S. 65 und 66.
[3] *Auracher, F. u. a.:* Verzweigungseinrichtungen für Lichtwellenleiter. Siemens Forschungsbericht. Bd. 5 (1976) H. 1, S. 47–53.
[4] *Thiel, F.:* Die Kopplung bei optischen Datensammelleitungen. Feinwerktechnik und Meßtechnik 83 (1975) H. 2.
[5] *Bouillie, R.:* Application of fibers to existing communication systems. 3rd European Conference on Optical Communication München 1977.

msr 6927

Dr.-Ing. *J. Ermisch*, Dresden[1])

Einsatz optischer Übertragungsstrecken in der energetischen Elektrotechnik und in der Hochspannungsprüftechnik

IA 4.3.2.4.; 5.5.4.

1. Allgemeine Betrachtungen

Die Funktionstüchtigkeit und die Zuverlässigkeit eines gut funktionierenden Energiesystems hängt unter anderem entscheidend von einem gut ausgebauten System der Informationsübertragung und -verarbeitung ab. Seit Beginn der Möglichkeit der Elektroenergieerzeugung und -übertragung bestanden das Bedürfnis und die Notwendigkeit, die elektrischen Größen Strom und Spannung zu messen und zu verarbeiten. Hierfür wurden mit der Einführung höherer Übertragungsspannungen und -ströme entsprechende Meßwandler entwickelt, die einerseits die Potentialtrennung zwischen Hochspannungspotential und Erdpotential und damit einen bequemen und gefahrlosen Anschluß von Geräten und Instrumenten gestatten, zum anderen aber einen genormten Ausgangspegel für die Weiterverarbeitung zur Verfügung stellen.

[1]) Mitteilung aus der TU Dresden, Bereich Elektrische Maschinen.

Diese Meßwandler arbeiten auf dem Prinzip eines Einphasentransformators und haben im jahrelangen Betrieb ihre Eignung und ihre Zuverlässigkeit unter Beweis gestellt. Alle perspektivisch höheren Anforderungen hinsichtlich transientem Verhalten, größerer Überstromzahl, höherer Systemspannung usw. können Meßtransformatoren vom Prinzip her bei entsprechender Dimensionierung Rechnung tragen. Auf Grund des erheblichen Rohstoffeinsatzes steigen die Herstellungskosten erheblich an.

Das transformatorische Wirkungsprinzip der Wandler bedingt bei der Übertragung der Informationen Strom und Spannung eine Leistungsübertragung. Diese Meßleistung in der Größenordnung einiger 10 VA muß unter Beachtung eines minimalen Leistungsabfalls über Stromleiter (dies kommt einem Meßfehler gleich) über einige hundert Meter zum Ort der Meßwertverarbeitung (Warte) übertragen werden. Auch hier sind wiederum erhebliche Mengen von Leitermaterial erforderlich [1].

Seit einigen Jahren sucht man vor allem aus ökonomischen Gründen nach neuen Wirkungsprinzipien für die Messung hochgespannter Ströme. Charakteristisch für diese „Nichtkonventionellen Meßwandler" ist eine Trennung zwischen Informations- und Leistungsbereitstellung bzw. -übertragung. Die Übertragung des Meßwertes erfolgt dabei vorzugsweise optisch, d. h., die Meßgröße Strom beeinflußt entweder eine Lichtquelle direkt (Veränderung der Emission) oder indirekt, z. B. Modulation eines polarisierten Lichtstrahles durch Veränderung der Polarisationsebene [2].

2. Einsatz von Lichtleiterübertragungsstrecken im Meßwandler

Wandler mit direkter Modulation einer Lichtquelle sind seit 1955 bekannt. Der erste Wandler mit der Bezeichnung TRASER (Transformator-Laser) wurde zu diesem Zeitpunkt am Grand Coulee Damm (USA) in einer 230-kV-Anlage versuchsweise erprobt [3] und [4].

Im Bild 1 ist die grundlegende Anordnung eines TRASER-Wandlers dargestellt. Am Ausgang eines bebürdeten Stromwandlers MW mit der Bürde *B* wird eine dem Strom in der Schiene proportionale Spannung abgenommen und einem Modulator *Mod* zugeführt, der das analoge Meßsignal in ein diskretes kontinuierliches oder diskontinuierliches Signal umwandelt. Dieses Signal wird dem optischen Sender *OS* zugeführt. Als optischer Sender kann z. B. eine Gallium-Arsenid-Lumineszenzdiode verwendet werden. Die Strahlung dieser Diode wird über ein Lichtleiterbündel *LB* auf Erdpotential übertragen und dort durch den optischen Empfänger *OE* in ein elektrisches Signal zurückgewandelt. Hier schließt sich ein Demodulator *Dem* an, dem weitere Baugruppen zur Meßwerterfassung und -verarbeitung nachgeschaltet (Meßwertverstärker *MV*, Meßwertumsetzer *MU*) sind.

Sinngemäß gilt dieses Grundschema für eine weitere Anzahl von Prototypen nach diesem Wirkprinzip [5] bis [7], die sich hauptsächlich hinsichtlich der Wahl des Modulationsprinzips und der konstruktiven Gestaltung unterscheiden.

Dem Lichtleiter sind hier zwei Funktionen zugeordnet:

- Übertragung von Informationen über kurze Entfernungen (1 ... 4 m)
- Potentialtrennung zwischen Sender und Empfänger (100 bis 400 kV).

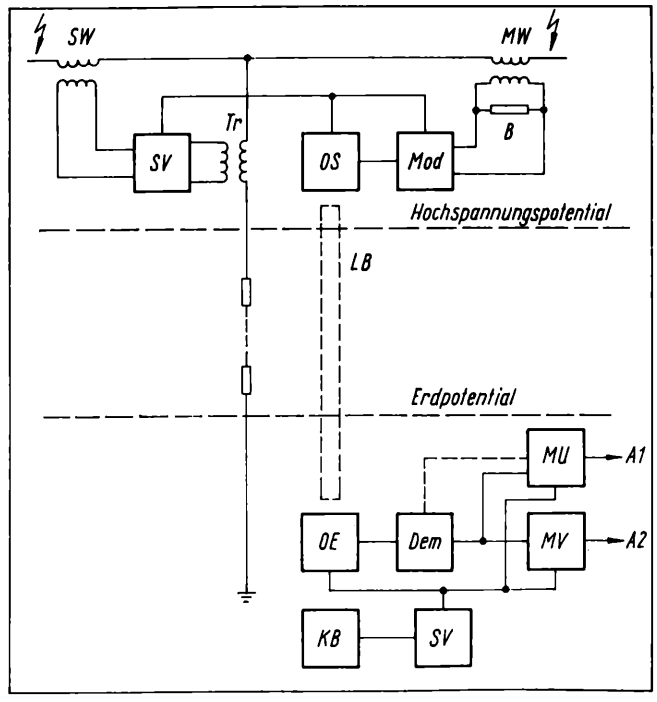
Würde auf einen Einsatz von Lichtleitern für diese Aufgabenstellung verzichtet werden, so ergäbe sich ein erheblicher konstruktiver Aufwand für die optische Übertragungsstrecke. Obwohl der Sender und der Empfänger mechanisch durch Porzellanisolatoren miteinander verbunden sind, ist eine Fixierung des ausgesandten Lichtstrahles auf die lichtempfindliche Fläche des Empfängerelementes durch mechanische Schwingungen der Leiterseile kaum möglich. Außer an die Hochspannungsfestigkeit des optischen Leiters werden keine wesentlichen Forderungen an die Daten der optischen Strecke gestellt. Der Einsatz von einfachen Plast- und Glasfaserbündeln als Lichtleiter und handelsüblichen optoelektronischen Bauelementen (VQ 110, SP 101) ist möglich und wurde bereits erprobt. Probleme bei der Ankopplung von Sender und Empfänger an das Lichtleitkabel gibt es kaum [8]. Mit der Einführung eines derartigen Systems für die Meßwertübertragung im Wandler ist im Prinzip bereits eine kostengünstigere Herstellung des Meßwertgebers von einer bestimmten Spannungsebene ab möglich. Grundvoraussetzung für den möglichen Einsatz eines nichtkonventionellen Meßwandlers ist jedoch — wenn auch nur in einer möglichen Übertragungsphase — die Paßfähigkeit an bestehende Meßwertverarbeitungssysteme. Diese sind hinsichtlich ihrer Eingangsparameter auf Ströme von 5 A oder 1 A im Nennbetrieb standardisiert und zeigen einen Scheinleistungsbedarf bei ungestörtem Nennbetrieb in der Größenordnung 1 VA.

Im Störungsfall (z. B. Kurzschlüsse im Netz) steigt diese Leistung quadratisch mit der Stromstärke und erreicht schon beim zehnfachen Nennstrom 100 VA. In den heutigen Übertragungsnetzen erreichen jedoch die Kurzschlußströme teilweise Werte bis zum 100fachen Nennstrom!

Konventionelle Meßwandler sind bei entsprechender aufwendiger Dimensionierung in der Lage, derartige Leistungen an das meßwertverarbeitende System abzugeben.

Nichtkonventionelle Wandler benötigen einen Leistungsverstärker, der diese Meßleistung aufbringen kann. Die Dimensionierung solcher Verstärker bereitet Schwierigkeiten, da der Verstärker seine hohe Genauigkeit (Übertragungsfehler um 0,5%, Phasenverschiebung bei 50 Hz 20 min) bei einem Bruchteil seiner Nennsteuerung aufweisen muß [9]. Die Meßleistung ist

Bild 1. Prinzipielle Wirkungsweise eines TRASER-Wandlers
A Ausgang, *B* Bürde, *Dem* Demodulator, *KB* Kraftwerksbatterie, *LB* Leitbündel, *Mod* Modulator, *MV* Meßverstärker, *MU* Meßwertumsetzer, *MW* Meßwandler, *OE* optischer Empfänger, *OS* optischer Sender, *SV* Stromversorgung, *SW* Sättigungswandler, *Tr* Trenntransformator



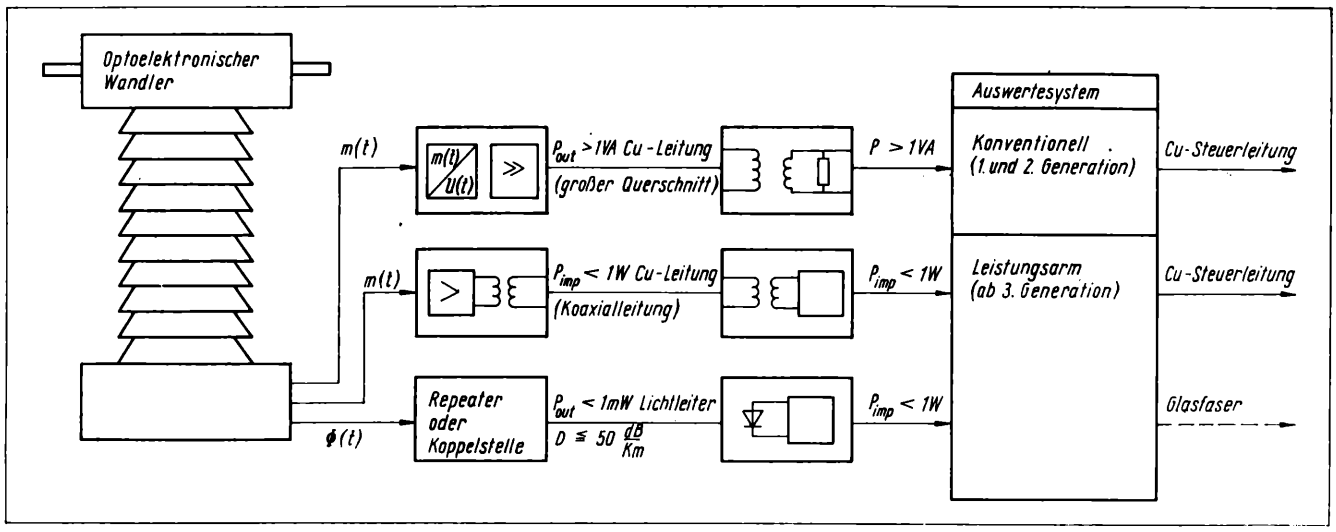


Bild 2. Möglichkeiten der Signalübertragung auf der Distanz Wandler/Warte

von Hilfsenergiequellen auf Erdpotential aufzubringen und dem Meßverstärker im Wandlerfuß zuzuführen, was eine zusätzliche Leitung großen Querschnitts zum Verstärker bedingt.

3. Einsatz von Lichtleiterübertragungsstrecken zwischen Wandler und Warte

Es ist naheliegend, das vom Hochspannungspotential kommende Signal nicht im Wandlerfuß zu demodulieren und zu verstärken, sondern leistungsarm unmittelbar zum Ort der Meßwertverarbeitung zu übertragen und dort direkt als moduliertes Signal weiterzuverarbeiten oder aber in ein klassisch analoges Signal zurückzuwandeln und zu verstärken. Über eine derartige kabelgebundene Übertragungsstrecke wurde in [10] berichtet. Kritisch bei der Signalübertragung des Meßwertes über die Entfernung Wandler/Warte mit leistungsarmen elektrischen Signalen über Kabel ist der erhebliche Einfluß elektrischer und magnetischer Störfelder. Besonders bei Erdschluß (Seilriß) nahe am Wandlerort können zwischen dem Wandlerfuß und der Bezugserde in der Warte Spannungsanhebungen im Kilovoltbereich auftreten. Diese Erscheinung macht den Einsatz von Potentialtrennstrecken sowohl bei der analogen Meßsignalübertragung (konventioneller Wandler) als auch bei der leistungsarmen Signalübertragung notwendig.

Weitaus vorteilhafter erscheint der durchgängige Einsatz von optischen Übertragungsstrecken vom Wandlerkopf bis direkt zur Warte.

Hierdurch entfallen

- alle Probleme hinsichtlich der Beeinflussung der Übertragung durch elektrische und magnetische Störfelder
- alle zusätzlichen Potentialtrennstrecken
- die elektronischen Baugruppen im Wandlerfuß
- der Einsatz von materialaufwendigen Kabeln zwischen Wandler und Warte.

Derartige Strecken wurden erprobt und in [11] und [12] beschrieben. Im Bild 2 sind die prinzipiellen Übertragungsstrecken nochmals zusammengestellt.

Im Gegensatz zu den bescheidenen Forderungen an die kurze optische Übertragungsstrecke für die Meßwertübertragung vom Wandlerkopf zum -fuß sind die Anforderungen bei einer durchgängigen Übertragung zur Warte höher.

Folgende Bedingungen sind zu erfüllen:

- Übertragungslänge zwischen 300 m und 500 m
- Robuste Armierung (keine Metallarmierung) des Lichtleiters auf der Strecke Wandler/Warte.
- Einfache optische Verbinder an der Trennstelle Wandler/Kabel und Kabel/Warte sowie als Zwischenverbinder Kabel/Kabel.

Die Übertragungsbandbreite liegt wiederum im Bereich einiger MHz. Eine Mehrfachausnutzung der optischen Übertragungskanäle dürfte kaum in Frage kommen, da

- der Aufwand für die Mehrfachausnutzung im Vergleich zur Übertragungslänge unrentabel hoch ist
- die Zuverlässigkeit (z. B. bei Ausfall eines Kanals oder des Multiplexers/Demultiplexers) herabgesetzt würde
- die Störsicherheit sinkt.

Hieraus ist bereits ersichtlich, daß trotz formaler Gemeinsamkeit und der Problematik „Lichtleiterübertragung für die Nachrichtentechnik" Unterschiede in der Aufgabenstellung zur technischen Lösung und in deren Realisierung bestehen. Dennoch wäre es verfehlt, für die Elektroenergietechnik eine vollkommen eigenständige Entwicklung zu betreiben. Es gilt vielmehr, die vorhandenen Erkenntnisse und geeigneten Baugruppen bzw. Bausteine der Lichtleiterübertragung aus der Fernmeldetechnik für die Signalübertragung in der energetischen Elektrotechnik zu nutzen. Eine direkte Übernahme von Systemlösungen für optische Übertragungsstrecken aus der Fernmeldetechnik dürfte aber wegen der erheblichen Differenz bei den Parametern Kanalanzahl und Bandbreite und den sich daraus ergebenden Kostenproblemen kaum sinnvoll sein.

Gänzlich andere Forderungen stellen sich bei der Informationsübertragung zwischen den Warten. Derzeit finden entweder gesonderte Kabelstrecken oder die Hochspannungsleitung selbst Verwendung. Beim Einsatz von einem zentralisierten Schutz- und Meßsystem gewinnt aber die störsichere Übertragung größerer Datenmengen von den einzelnen Stationen zum zentralen Verarbeitungssystem stark an Bedeutung. Die Anforderungen an Bandbreite, Kanalanzahl und Übertragungslänge sind hier schon eher mit denen der Fernmeldetechnik vergleichbar, womit für deren Verwendungszweck auch optische Übertragungssysteme aus der Informationstechnik in Betracht gezogen werden können.

4. Einsatz optischer Meßwertübertragungsstrecken in der Hochspannungsprüftechnik

Mit der Einführung lichtleitergebundener Signalübertragungen von Meßwerten vom Hochspannungspotential zum Erdpotential sind Meßprobleme lösbar, die gegenwärtig nicht oder nur mit hohem Aufwand realisierbar sind.

Die zu überbrückenden Potentialunterschiede liegen im Megavoltbereich und übersteigen damit die der Betriebsmeßtechnik um eine Größenordnung.

Von Interesse ist zum einen die Übertragung nichtelektrischer Größen wie Temperatur, Druck oder mechanische Schwingungen, zum anderen elektrischer Größen. Die zu erfassenden elektrischen Vorgänge sind meist einmalig mit Frequenzspektren bis zu einigen 10 MHz; für die Übertragung nichtelektrischer Größen genügen Bandbreiten bis rd. 30 kHz. Die Forderungen nach Aussteuerbarkeit bis zu einem Vielfachen des Nennwertes und Genauigkeit sind im Vergleich zur betrieblichen Strommessung in Hochspannungsanlagen gering.

Prinzipiell gilt das Prinzipschaltbild (Bild 1) auch für optische Übertragungsstrecken. Unterschiede sind in der Art der Hilfsenergiebereitstellung für die elektronischen Baugruppen auf Hochspannungspotential und in der Modulationsart zu verzeichnen.

Im Gegensatz zu Meßwandlern mit seiner geforderten Zuverlässigkeit von mehr als 5 Jahren Dauerbetrieb können Meßwertübertragungsstrecken in Hochspannungslaboratorien jederzeit gewartet werden. Als Hilfsenergiequellen können deshalb Batterien durchaus Verwendung finden. Auch für die Festlegung der Modulationsart gelten andere Gesichtspunkte. Während beim nichtkonventionellen Stromwandler vorzugsweise die Pulsdauer-, Pulsphasen- oder Pulsfrequenzmodulation aus Gründen der einfachen Modulation und der direkten Weiterverarbeitung des modulierten Signals Verwendung finden, können in der Hochspannungsprüftechnik auch Puls- und Amplitudenmodulationsverfahren oder ein Verfahren ohne Zwischenmodulation zum Einsatz kommen. Letztere Möglichkeit ist von verschiedenen Hochspannungslaboratorien erprobt worden, allerdings sind derartige Übertragungsstrecken sehr empfindlich gegenüber elektrischen Störfeldern.

Die in Hochspannungslaboratorien auftretenden hohen Störfeldstärken beeinflussen den breitbandigen optischen Empfänger so stark, daß eine erhebliche Verfälschung des Meßsignals auftreten kann. Eine Erhöhung der Sendeleistung der Sendediode ist beim Analogbetrieb zur Verbesserung des Signal/Störverhältnisses nur begrenzt möglich.

Günstiger ist auf jeden Fall wiederum ein Pulsmodulationsverfahren. Die Anforderungen an die optoelektronischen und optischen Bauteile sind etwas anders als die bei den Übertragungsstrecken beim Stromwandler und denen zwischen Wandler und Warte. Gefordert werden

- Sendedioden mit kurzen Schaltzeiten
- Dämpfungsarme Lichtleiter mit stabiler Plastarmierung und hoher Zugfestigkeit, da Höhenunterschiede bis zu 20 m mit dem Lichtleiter evtl. auch ohne Zwischenstützung überbrückt werden müssen
- Einfache Steckverbinder mit Bajonettsicherung (entsprechend einem BNC-Steckverbinder).

Zusammenfassung

Nicht nur auf den genannten Gebieten gewinnt die Signalübertragung über optische Kanäle in der Starkstrom- und Hochspannungstechnik künftig an Bedeutung. Von großem Interesse sind auch kurze Übertragungsstrecken zur rückwirkungsfreien Kopplung von Gerätesystemen, zur Potentialtrennung in Mittelspannungsanlagen (Prüfspannungen bis 50 kV), wo handelsübliche Optokoppler nicht mehr ausreichen, zur potentialgetrennten Triggerung von Geräten und Schaltungen (evtl. in Verbindung mit Optothyristoren) und zur Erfassung von Lichtimpulsen an schwer zugänglichen Stellen [13]. Auf Grund der differenzierten Anforderungen an die Übertragungsstrecken sind meist spezielle Entwicklungen erforderlich. Eine Übernahme von optischen Strecken für die Fernmeldetechnik sind für die geschilderten Übertragungsstrecken meist nicht sinnvoll, was aber keine Abgrenzung bedeuten soll.

Mit der Lichtleiterübertragungstechnik können auf dem Gebiet der Starkstrom- und Hochspannungstechnik Lösungen erarbeitet werden, die ohne den Einsatz optischer Trennstrecken nicht oder nur mit hohem Rohstoffeinsatz zu lösen wären. Beim Vorhandensein billiger optischer Leiter ohne extreme Forderungen an Dämpfung und Bandbreite und entsprechenden Modulator- und Demodulatorsystemen kann neben einer Gebrauchswerterhöhung ein nicht zu unterschätzender ökonomischer Effekt erzielt werden.

Literatur

[1] *Rupp, E.:* Anforderungen an das Übertragungsverhalten moderner Meßwandler. Elektrotechnik und Maschinenbau **95** (1978) H. 4, S. 216–221.

[2] *Bastian, P.:* Der Faraday-Effekt – ein neues Stromwandlerprinzip. ELEKTRIE **28** (1974) H. 5, S. 258.

[3] *Pressmann, B. M.:* The TRASER system for ligth coupled current measurement at ehv (Der Traser, ein System zur Strommessung bei Hochspannung mit optischer Übertragung). Proc. of the Conf. on Morristown (USA) October 1969, pp. 110–120.

[4] *Ermisch, J.:* Der TRASER-Wandler – ein nichtkonventioneller Stromwandler. ELEKTRIE **28** (1974) H. 5, S. 633–635.

[5] *Braun, A.; Zinkernagel, J.:* Optoelectronic meter für HV Lines. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement **22** (1973) No. 4, pp. 394–399.

[6] *Rzewuski, M. N.; Tarawecky, M. Z.:* Unconventional Methods of Current Detection and Measurement in EHV and UHV Transmission systems. IEEE Trans. on Instr. and Measurement **24** (1975) No. 1, pp. 43–51.

[7] *Defechereux, J.:* Les moyens non conventionnels des mesure de courant surles lignes a haute tension (Unkonventionelle Strommeßvorrichtungen an Hochspannungsleitungen). SREE **68** (1972) No. 4, p. 301.

[8] *Ermisch, J.:* Beeinflussungsfreie Übertragung von Informationen zwischen Punkten extrem verschiedener Potentiale mit optischen Strecken. Nachrichtentechnik/Elektronik **27** (1977) H. 3, S. 97 und 98.

[9] *Ermisch, J.:* Probleme bei der Ankopplung leistungsstarker Geräte zur Meßwertverarbeitung an leistungsarme Meßwandler. ELEKTRIE **30** (1976) H. 1, S. 29 und 30.

[10] *Hauptmann, M.:* Übertragung und Weiterverarbeitung von PDM-Signalen als Ausgangssignal eines nichtkonventionellen Wandlers. ELEKTRIE **32** (1978) H. 6, S. 332 und 333.

[11] *Stalewski, A.; Brown, C. W.:* Optical Link current Transformer. Developments in Power Systems Protection. London: Conference Publikation No. 152 (1975).

[12] *Houston, I. M.; Carlson, G. I., u. a.:* New Techniques for Current an Voltage Measurement on Power Transmission Lines (Neue Techniken zur Strom- und Spannungsmessung in Leistungsübertragungselementen). Weltkongreß für Elektrotechnik Moskau: 1977.

[13] *Paulig, E.; Schubert, P.; Ermisch, J.:* Die objektive Beurteilung der Bürstenfeuerintensität an Universalmotoren. ELEKTRIE **29** (1975) H. 7, S. 379–381.

msr 6907

Prof. Dr.-Ing. habil. *A. Lenk*, Dresden[1])

Fehlerbewertung von Meßgeräten

IA 4.2.3.0.

0. Einleitung

Die Fortschritte bei der Meßwertverarbeitung und der Methodik der Prozeßsteuerung in den letzten Jahren haben deutlich gezeigt, welche Bedeutung die Fehlerbeschreibung und Fehlerbewertung von Meßgeräten hat. Es ist offensichtlich, daß die von den Herstellern üblicherweise genannten Daten für eine sinnvolle Abschätzung der durch Meßgerätefehler verursachten Folgen nur unzureichend geeignet sind.

Die Eigenschaft eines Meßgerätes als Informationsquelle und die Kopplung von Meßgeräten mit Meßwertverarbeitungseinrichtungen, die wesentlich durch Umfang und Geschwindigkeit der Informationsverarbeitung und -speicherung beschrieben werden, legte die Verwendung informationstheoretischer Maße für Übertragungs- und Fehlereigenschaften von Meßgeräten nahe. Solche Kenngrößen sind die Transinformation [1] und [2] und das entropieäquivalente Fehlerintervall [3]. Insbesondere in [3] wurde deutlich herausgestellt, welche Bedeutung die Kenntnis der Fehlerverteilungsdichte eines Meßgerätes hat, und daß die übliche Annahme einer Normalverteilung nur sehr bedingt berechtigt ist. Die Anwendung informationstheoretischer Kenngrößen ist zweckmäßig, wenn vorrangig die Fragen der Informationsübertragung, -kodierung und Speicherung interessieren. Wenn jedoch die Auswirkungen der Meßgerätefehler auf eine zu treffende Entscheidung oder einen zu steuernden Prozeß interessieren, kann die Anwendung anderer Kenngrößen zweckmäßig sein. Es ist in diesem Zusammenhang notwendig, daran zu erinnern, daß eine Messung, auf die keine Entscheidung folgt, sinnlos ist. Diese Aussage gilt in voller Allgemeinheit, und häufig führt erst die Betrachtung eines Meßprogrammes unter diesem Aspekt zur Auffindung einer optimalen Meßstrategie. In [4] sind dazu eine Reihe instruktiver Beispiele zusammengestellt.

Eine Analyse des Fehlereinflusses in Verbindung mit der weiteren Verwendung des Meßergebnisses führt zu einer Kenngröße „Mittlerer Verlust je Messung", die in der Objekterkennung und Nachrichtentheorie unter der Bezeichnung „mittleres Risiko" eingeführt wurde. Im folgenden soll untersucht und an einem Beispiel demonstriert werden, welche Bedeutung diese Kenngröße bei meßtechnischen Fragestellungen hat.

1. Beschreibung der Fehlereigenschaften von Meßgeräten durch Fehlerverteilungsdichten

Bei den folgenden Überlegungen soll angenommen werden, daß die systematischen Fehler des Meßgerätes vollständig korrigiert werden. Wenn das für einzelne Fehleranteile wegen unzureichender Kenntnis der störenden Einflußgrößen nicht möglich ist, müssen diese Fehleranteile unter Annahme stationärer Zufallsverteilungen der unbekannten Einflußgrößen mit den übrigen zufälligen Fehlern zusammengefaßt werden (Bild 1).

Die so erklärten zufälligen Fehler des Meßgerätes können durch die bedingte Fehlerwahrscheinlichkeit $w(\mu/x)$ beschrieben werden (Bild 2).

Wenn auf den Eingang eine Meßgröße μ wirkt, die den Charakter einer Zufallsgröße hat, wird am Ausgang eine Zufallsvariable x erscheinen, deren statistische Parameter sich von denen der Eingangsgröße unterscheiden, wenn das Meßgerät fehlerbehaftet ist.

Wenn aus der Gesamtheit einer Probe von N x-Werten alle diejenigen (M) herausgenommen werden, die im Intervall Δx um x_1 liegen, so bilden die zugehörigen μ-Werte ein Kollektiv, dessen Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung näherungsweise durch

$$w(\mu/x_1) = \frac{\Delta n(\mu \dots \mu + \Delta\mu, x \dots x + \Delta x)}{\Delta\mu M} \tag{1}$$

gegeben ist. Δn ist die Anzahl der Ereignisse (Meßvorgänge) in der Umgebung Δx des Ausgangswertes x_1, denen ein Eingangswert aus dem Intervall $\mu \dots \mu + \Delta\mu$ zugeordnet ist.

Der Erwartungswert von $\overline{\mu}(x_1)$ definiert einen Punkt der Übertragungsfunktion $x = B_\mu(\mu)$ des Meßgerätes, die im weiteren als linear angenommen werden soll ($x = B_\mu\mu$). Die Zahl M der Meßwerte, die das oben betrachtete Kollektiv bilden, ist wiederum $\sim \Delta x$ und die zu jedem Δx-Intervall gehörenden Zahlen

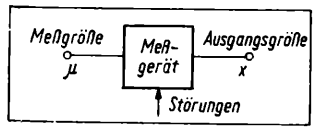


Bild 1
Meßgerät mit Störungen

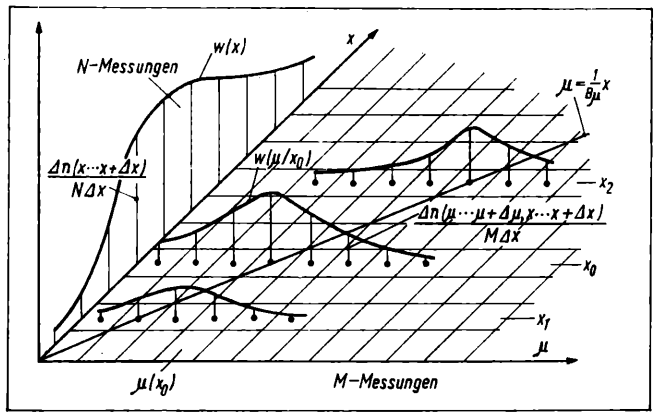
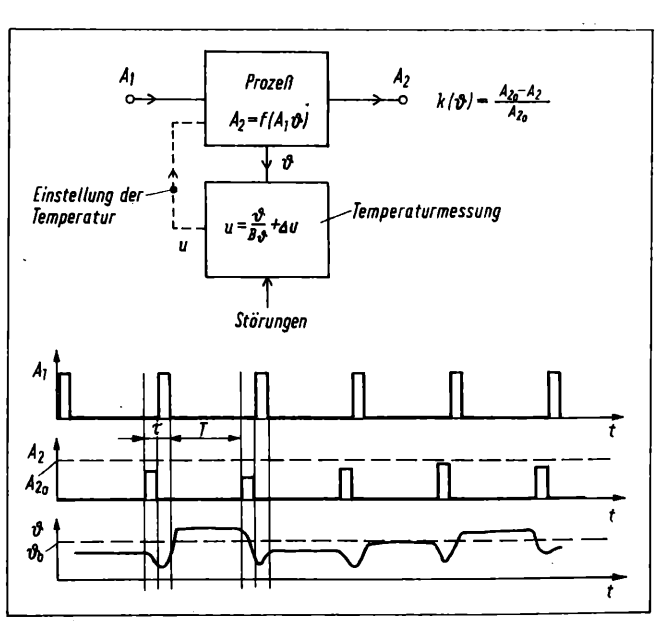


Bild 2. Fehlerverteilungsdichte eines Meßgerätes

Bild 3. Prozeßmodell mit fehlerhafter Temperaturmessung



[1]) Mitteilung aus der TU Dresden, Sektion Informationstechnik.
Der Beitrag ist dem 85. Geburtstag von Herrn Prof. Dr. *E. G. Schramkov* (LPI Leningrad) gewidmet (s. S. 523).

$M(x \dots x + \Delta x)$ definierten die Verteilungsdichte $w(x)$

$$w(x) = \frac{M(x \dots x + \Delta x)}{N \, \Delta x} . \tag{2}$$

Das Produkt $w(x) \cdot w(\mu/x)$ hat dann die Bedeutung der Verbundwahrscheinlichkeit, die sowohl die Fehlereigenschaften des Meßgerätes als auch die statistischen Eigenschaften der Meßgröße μ enthält

$$w(\mu, x) = w(x) \cdot w(\mu/x) = \frac{\Delta n(\mu \dots \mu + \Delta\mu, x \dots x + \Delta x)}{N \cdot \Delta\mu \cdot \Delta x} . \tag{3}$$

2. Mittlerer Verlust je Messung

Vor der Definition dieser Größe soll ein einfaches Beispiel betrachtet werden (Bild 3).

Bei einem chemischen Prozeß soll der Ausgangsstoffstrom $A_2(\vartheta)$ von der Temperatur ϑ abhängen, die während der Reaktionszeit T eingestellt wird. Die Zeit τ, in der die Temperatur eingestellt wird, soll sehr viel kleiner als die Reaktionszeit T sein. Die maximale Ausbeute A_{20} existiert bei der Temperatur ϑ_0 und die Differenz $(A_{20} - A_2(\vartheta))/A_{20} = k(\vartheta)$ kann als Maß für den durch fehlerhafte Einstellung der Temperatur bedingten Verlust angesehen werden. Bei der Steuerung des Prozesses wird die Ausgangsgröße $u = B_\vartheta \vartheta$ des Temperaturmeßgerätes im Vergleich zum Sollwert u_0 zur Einstellung der Temperatur benutzt. Infolge der Fehlereigenschaften des Meßgerätes wird in n von N Messungen beim Ausgangswert u_0 nicht die Temperatur $\vartheta_0 = u_0/B_\vartheta$, sondern eine andere davon etwas abweichende Temperatur im Intervall $\vartheta_\nu \dots \vartheta_\nu + \Delta\vartheta$ vorliegen

$$n = w(\vartheta_\nu/u_0) \cdot N \cdot \Delta\vartheta . \tag{4}$$

Die bei dieser Zahl n entstehenden relativen Verluste sind

$$\Delta k_\nu = n(\vartheta_\nu \dots \vartheta_\nu + \Delta\vartheta) \, k(\vartheta_\nu) .$$

Den insgesamt bei allen Messungen entstehenden Verlust erhält man durch Summierung der Teilverluste ΔK in allen Temperaturintervallen

$$k = \sum_\nu n(\vartheta_\nu \dots \vartheta_\nu + \Delta\vartheta) \, k(\vartheta_\nu) \to N \int w(\vartheta/u_0) \, k(\vartheta) \, \mathrm{d}\vartheta .$$

Der mittlere Verlust je Messung folgt daraus zu:

$$\bar{k} = \int w(\vartheta/u_0) \, k(\vartheta) \, \mathrm{d}\vartheta . \tag{5}$$

Bei bekannter Verlustfunktion $k(\vartheta)$ und bekannten Fehlereigenschaften des Meßgerätes kann der Verlust als Funktion bestimmter Fehlerkennwerte, z. B. der Streuung

$$\sigma^2 = \int w(\vartheta/u_0) \, (\vartheta - \vartheta_0)^2 \, \mathrm{d}\vartheta$$

bestimmt werden. Wenn überdies noch bekannt ist, mit welchen Kosten $K_M(\sigma)$ die Verringerung des Meßfehlers verbunden ist, kann mit

$$\bar{k}(\sigma) + K_M(\sigma) \to \mathrm{Min}$$

der optimale Aufwand festgestellt werden, der zur Verbesserung eines Meßgerätes unter bestimmten Einsatzbedingungen getrieben werden sollte (Bild 4).

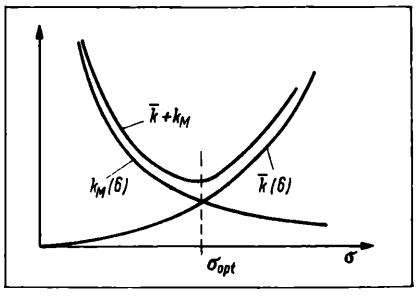


Bild 4 Fehleroptimierung einer Meßeinrichtung

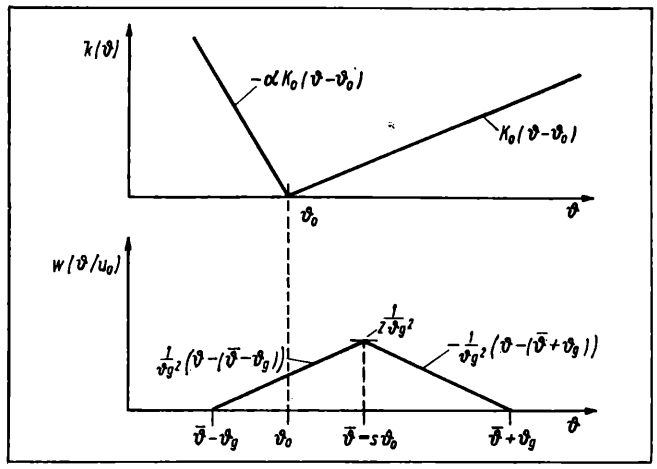


Bild 5. Annahme über Verlustfunktion und Fehlerverteilungsdichte

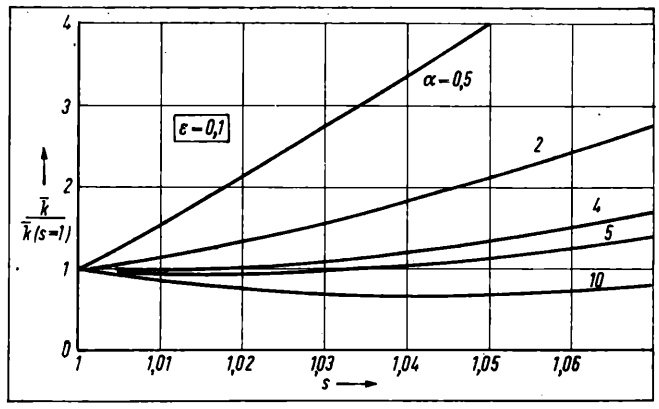


Bild 6. Abhängigkeit des mittleren Verlustes vom Unsymmetriefaktor s

Im allgemeinen Fall kann die Verlustfunktion nicht nur von der Eingangsgröße μ des Meßgerätes, sondern auch von der Ausgangsgröße x abhängen. Außerdem kann die Steuerungsaufgabe oder der Prozeßablauf so gestaltet sein, daß nicht nur die Ausgangsgröße x_0 auftritt, sondern auch x eine Zufallsvariable mit der Verteilungsdichte $w(x)$ ist. Unter diesen Umständen ist der Verlust für Meßereignisse im Intervall

$$\mu_\nu \dots \mu_\nu + \Delta\mu_\nu , \quad x_\nu \dots x_\nu + \Delta x_\nu$$

(s. Bild 1) durch den folgenden Ausdruck gegeben:

$$k_\nu = w(\mu, x) \, N k(\mu, x) \, \Delta\mu \, \Delta x .$$

Daraus folgt der mittlere Verlust je Messung:

$$\bar{k} = \frac{1}{N} \sum K_\nu \Rightarrow \int w(\mu, x) \cdot k(\mu, x) \, \mathrm{d}\mu \, \mathrm{d}x . \tag{6}$$

Den oben besprochenen Sonderfall erhält man aus Gl. (6) mit der Annahme $w(x) = \delta(x - x_0)$.

3. Numerische Diskussion des Beispiels von Bild 2

Bei Annahme bestimmter Ansätze für die Verlustfunktion $k(\vartheta)$ und die bedingte Fehlerverteilungsdichte $w(\vartheta/u_0)$ lassen sich konkrete Ausdrücke für den mittleren Verlust ableiten. Im folgenden soll eine Dreiecksverteilung für die Fehlerverteilungsdichte und lineare Abhängigkeiten für die Verlustfunktion angenommen werden (Bild 5).

Außerdem soll zugelassen werden, daß der einzustellende Ausgangswert u_0 nicht mit der Spannung $u = B_\vartheta \cdot \vartheta_0$ übereinstimmt, wie das oben vorausgesetzt wurde. Die Streuung σ

hängt mit dem Grenzwert ϑ_g wie folgt zusammen:

$$\frac{\sigma^2}{\bar{\vartheta}^2} = \frac{1}{\bar{\vartheta}^2} \int_{\bar{\vartheta}-\vartheta_g}^{\bar{\vartheta}+\vartheta_g} w(\vartheta)\,(\vartheta - \vartheta_0)^2\,\mathrm{d}\vartheta = \frac{1}{6}\left(\frac{\vartheta_g}{\bar{\vartheta}}\right)^2 = \frac{1}{6}\varepsilon^2 . \quad (7)$$

Mit den im Bild 5 definierten Hilfsgrößen $\varepsilon = \sqrt{6}\sigma/\bar{\vartheta}$ und $s = \bar{\vartheta}/\vartheta_0$ ergibt sich der mittlere Aufwand zu:

$$\frac{\bar{k}}{K_0} = \frac{1}{s^2\varepsilon^2}\left\{\frac{1}{6}(1+\alpha) - \frac{\varepsilon^2}{2} - \frac{1}{2}(1-\varepsilon)(1+\alpha)\,s + \right.$$
$$+ \frac{1}{2}(1 - 2\varepsilon + (1-\varepsilon^2)\alpha)\,s + \frac{1}{6}(3\varepsilon - 1 + \varepsilon^2 \times$$
$$\left. \times (3+\varepsilon) - \alpha(1-\varepsilon)^3)\,s^3\right\}. \quad (8)$$

Wenn kein Unterschied zwischen der im Mittel eingestellten Temperatur $\bar{\vartheta} = u_0/B_\vartheta$ und der optimalen Temperatur ϑ_0 für den Prozeß besteht ($s = 1$), vereinfacht sich Gl. (8) zu

$$\frac{\bar{k}(s=1)}{K_0} = \frac{1+\alpha}{6}\varepsilon = \frac{1+\alpha}{\sqrt{6}}\frac{\sigma}{\bar{\vartheta}} . \quad (9)$$

Wenn die Verlustfunktion bei Temperaturunterschreitung wesentlich stärker ansteigt als bei Temperaturüberschreitungen, so könnte man vermuten, daß eine Verschiebung des Sollwertes u_0 zu höheren Werten ($s > 1$), wie im Bild 4 dargestellt, die mittleren Verluste senken kann. Dieser Effekt kommt dadurch zustande, daß dann weniger verlustwirksame Abweichungen $\vartheta > \vartheta_0$ häufiger vorkommen als solche mit $\vartheta < \vartheta_0$, die größere Verluste erzeugen. Bild 6 zeigt das Ergebnis einer numerischen Auswertung von Gl. (8) für $\varepsilon = 0{,}1$ ($\sigma = 0{,}041$), die diese Vermutung bestätigt. Eine einfache Größenordnungsabschätzung soll für den hier diskutierten Fall den unter realen Umständen zulässigen Aufwand für die Meßtechnik aufzeigen, weil diese Relationen in der Regel grob unterschätzt werden. Angenommen, eine Anlage mit einer Temperaturmeßstelle hat einen täglichen Durchsatz im Wert von 1000,— M. Die Temperatur soll 200 °C und die Streuung der Meßeinrichtung 2 °C betragen. Über- und Unterschreitungen um 1 °C sollen die Ausbeute des Prozesses um 1% verringern. Dann ist $K_0 = 10^{-2}/°C$, $\alpha = 1$ und der mittlere relative Verlust ergibt sich mit Gl. (9) zu

$$\bar{k} = 10^{-2}/°C\,\frac{2}{\sqrt{6}} \cdot 10^{-2} = 0{,}82 \cdot 10^{-4} .$$

Daraus folgt der absolute Verlust zu 8,20 M/Tag = 2900,— M/Jahr. Temperaturmeßeinrichtungen dieser Art haben einen Wert von ≈1000,— bis 2000,— M. Ein Anwender einer solchen Meßeinrichtung könnte unter den o. g. Umständen einen Mehrpreis von ≈1500,— M, d. h. etwa den Kaufpreis des Gerätes, für die Verringerung der Streuung um den Faktor 2 bezahlen.

Zusammenfassung

Zur sinnvollen Beurteilung der Fehlereigenschaften von Meßeinrichtungen ist in jedem Fall die Kenntnis der Fehlerwahrscheinlichkeitsdichte erforderlich. Das gilt sowohl für die Abschätzung mit informationstheoretischen Kenngrößen als auch für die hier näher betrachteten Kenngrößen der Entscheidungstheorie. Bei Kenntnis der Einsatzbedingungen eines Meßgerätes läßt sich eine Größe „Mittlerer Verlust" angeben, die die Wirkung der Meßgerätefehler auf die eigentliche Meßaufgabe beschreibt. Es ist zu vermuten, daß bei einer Vielzahl von Meßaufgaben der für die Verbesserung der Meßtechnik sinnvoll einsetzbare Aufwand grob unterschätzt wird. Es wäre nützlich, Optimierungsaufgaben der hier beschriebenen Art für ausgewählte Beispiele an Anlagen mit möglichst vielen Meßstellen bis zur numerischen Lösung auszuführen.

Literatur

[1] *Krauß, M.; Woschni, E. G.:* Meßinformationssysteme. Berlin: VEB Verlag Technik 1972.
[2] *Kavalerov, T. I.; Mandelstam, C. M.:* Vvegenie v Informacionnuju Teoriju Ismerenija, Moskva: Energija 1974.
[3] *Novinzkij, P. V.:* Osnovy Informacionnoj Teorij Izmeritel'nych Ustrojct'. Leningrad: Energija 1968.
[4] *Churgin, J.:* Formeln und was dann? Berlin: VEB Verlag Technik 1970.

msr 6980

Dr.-Ing. *L. Zipser* und Dipl.-Ing. *L. Dorfmüller*, Dresden[1])

Stand und Entwicklungstendenzen bei pneumatisch/elektrischen und elektrisch/pneumatischen Signalwandlern (Teil II)

IA 4.3.1.3.; 4.3.1.4.

5. Piezoresistive P/E-Wandler

Bei gezielter Druck- oder Krafteinwirkung ändern leitfähige Körper ihren Ohmschen Widerstand R. Die Widerstandsänderung $\Delta R/R$ resultiert aus einer Dehnung $\varepsilon = \Delta l/l$ des Körpers und einer Änderung des spezifischen Widerstandes ϱ (piezoresistiver Effekt). Dehnung ε und Widerstandsänderung $\Delta R/R$ sind bei Metallen und Halbleitern (n- und p-Silizium) proportional [51]

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \varepsilon . \quad (9)$$

Der Proportionalitätsfaktor (k-Faktor) ist ein Maß für die Wirksamkeit des piezoresistiven Effektes. Für Metalle gilt $k \approx 2 \ldots 6$. Bei Halbleitern werden k-Faktoren um 150 erreicht.

Dehnungselemente aus Metall oder Halbleitern gewinnen auch beim Aufbau von P/E-Umformern zunehmende Bedeutung. Bei Metall-Dehnungselementen müssen wegen des geringen k-Faktors zur P/E-Wandlung Trägerfrequenzverfahren genutzt werden. Dafür treten hier geringe Wandlungsfehler infolge von Nichtlinearitäten und Temperaturschwankungen auf. Halbleiter-Dehnungselemente liefern auch bei Gleichstrom-Verfahren ausreichend große Amplituden der gewandelten Signale. Jedoch ist hier mit Nichtlinearitäts- und Temperaturfehlern zu rechnen [51] und [52]. Darüber hinaus werden die Eigenschaften piezoresistiver P/E-Umformer wesentlich durch die Form des jeweils benutzten Dehnungselementes bestimmt.

[1]) Teil I erschien im Heft 8/1979

Bekannt sind P/E-Umformer mit diskreten Metall- oder Halbleiterdehnmeßstreifen, die auf dehnbare Verformungskörper, z. B. Biegefedern, aufgeklebt sind [53] und [54]. Der Verformungskörper ist mit Membranen verbunden, die das zu wandelnde Drucksignal aufnehmen (Bild 11). Bei diesen P/E-Umformern treten statische Wandlungsfehler auf Grund von Kriecherscheinungen im Verformungskörper, in der Klebeschicht und im Dehnmeßstreifen auf [51]. Diese Kriecherscheinungen sind temperaturabhängig und mitunter gegenläufig. Solche Kriecherscheinungen entfallen bei im Vakuum aufgedampften Dünnfilm-Dehnmeßstreifen aus Metallen [55]. Sie benötigen keine Kleberschicht aus organischen Werkstoffen und lassen sich wesentlich dünner und kleiner herstellen als die konventionellen Folien-Dehnmeßstreifen. Damit hinterlassen sie keine störenden Federwirkungen auch auf empfindlichen Verformungskörpern. Aus der besonderen Art ihrer Herstellung (Vakuumtechnologie) resultieren für Dünnfilm-Dehnmeßstreifen aus Metall weitere Vorteile:

- sehr gute Langzeitstabilität der Widerstände
- gleiches Alterungsverhalten aller Dehnungselemente einer Brücke, daher sehr gute Nullpunktstabilität
- auch bei kleinen Abmessungen hochohmig ausführbar
- konstanter, negativer Temperaturkoeffizient des k-Faktors.

Diese Vorteile werden in neueren piezoresistiven P/E-Umformern bereits genutzt [56]. Die Entwicklung von Dünnfilm-Dehnmeßstreifen aus Halbleitern scheiterte bisher an Temperaturproblemen, die bei so unterschiedlichen Materialien wie Silizium als Dehnungselement und Stahl als Verformungskörper auftreten. Dafür wurden „Silizium-Meßzellen" (Bild 12) mit eindiffundierten p- und n-leitenden Widerstandsbahnen als Einheit von Verformungskörper und Dehnungselement entwickelt [57].

Diese Meßzelle zeichnet sich durch wichtige Vorteile aus:

- Konstruktion vermeidet Hysterese und thermische Instabilitäten
- Temperatureinsatzbereich −40 °C bis 150 °C
- Einschwingzeit der Zelle beträgt einige µs
- Schaltungen zur Temperaturkorrektur und zur Stabilisierung der Speisespannung sind integriert mit den Widerstandsbrücken herstellbar.

P/E-Umformer mit Silizium-Meßzellen werden bereits industriell gefertigt [58]. Einem breiten Einsatz dieser aussichtsreichen Wandler steht noch ihr hoher Preis entgegen.

Die weitere Entwicklung piezoresistiver P/E-Umformer auf der Basis von Silizium-Meßzellen und Dünnfilm-Dehnmeßstreifen ist erfolgversprechend. Es ist zu erwarten, daß solche P/E-Umformer in einigen Jahren vorwiegend eingesetzt werden.

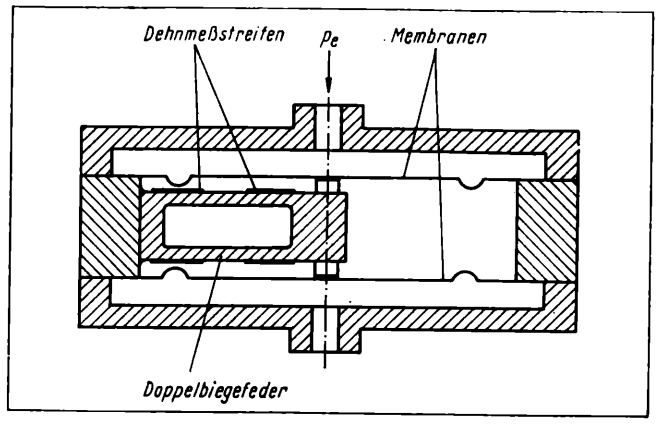


Bild 11. Piezoresistiver P/E-Umformer

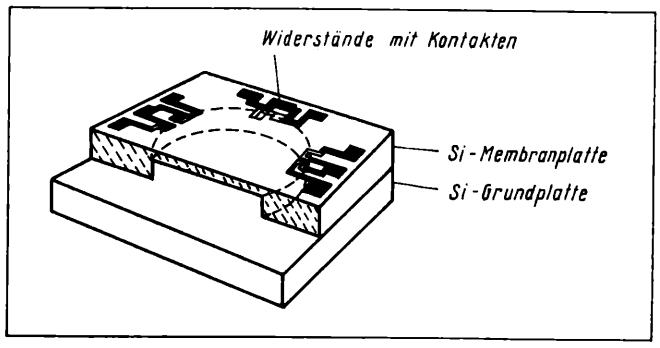


Bild 12. Aufbau einer Silizium-Meßzelle

Zusammenfassung

Die Analyse des Standes und der Entwicklungstendenzen bei P/E- und E/P-Wandlern zeigt:

Magnetische P/E- und E/P-Umformer sowie E/P-Umsetzer haben sich vielfältig bewährt. Ihre bereits guten Eigenschaften lassen sich noch verbessern. Deshalb werden sie voraussichtlich noch mehrere Jahre dominierend eingesetzt. Die Entwicklung magnetischer P/E-Umsetzer auf der Basis induktiver Initiatoren und Reed-Relais ist noch nicht abgeschlossen. Hier sind gute Resultate zu erwarten.

Elektrokinetische P/E-Wandler sind nur für dynamische Signale (z. B. frequenzanaloge Signale) nutzbar. Dagegen können elektrokinetische E/P-Wandler für Signale mit beliebigem Verlauf, also als Umformer und als Umsetzer, ausgelegt werden. Die Entwicklung elektrokinetischer P/E- und E/P-Wandler wird hier jedoch als wenig erfolgversprechend eingeschätzt.

Piezoelektrische Wandler sind ähnlich wie die elektrokinetischen zur P/E-Wandlung nur für dynamische Signale geeignet, während die E/P-Wandlung für beliebige Signalverläufe möglich ist. Die günstigen Eigenschaften der piezoelektrischen Keramik lassen die Entwicklung piezoelektrischer P/E- und E/P-Wandler aussichtsreich erscheinen. Dabei sind die Voraussetzungen zum Aufbau piezoelektrischer E/P-Umsetzer besser als für E/P-Umformer.

Thermische P/E-Wandler wurden vorwiegend zur Nutzung als Umsetzer entwickelt. Der Aufbau thermischer P/E-Umformer ist wegen auftretender Nichtlinearitäten schwierig. Gleiches gilt für thermische E/P-Umformer. Günstiger sind die Möglichkeiten zum Aufbau thermischer E/P-Umsetzer. Jedoch sind auch für diesen Fall noch zahlreiche Probleme hinsichtlich Konstruktion und Werkstoffeinsatz zu klären.

Piezoresistive P/E-Umformer auf der Basis von Halbleitern und von Dünnfilm-Metalldehnmeßstreifen erlangen zunehmend Bedeutung und können die konventionellen magnetischen P/E-Umformer weitgehend ablösen. Eine ähnlich positive Entwicklung kann sich auch bei piezoresistiven Halbleiter-P/E-Umsetzern ergeben.

Literatur

[1] *Töpfer, H.; Kriesel, W.:* Funktionseinheiten der Automatisierungstechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1977.

[2] *Sänger, K. H.:* Interkama '77: Pneumatische Regel- und Steuersysteme für verfahrenstechnische Anlagen. rtp 20 (1978) H. 1, S. 13 – 19.

[3] *Meyer, B.; Wichmann, W.:* Der Systemumformer SPE 21. GRW-Mitteilungen 4 (1966) H. 4, S. 43 – 46.

[4] Technische Beschreibung Systemumformer i-p 211106:10100. Firmenschrift. Teltow: VEB Geräte- und Regler-Werke 1968.

[5] EUR-CONTROL-Signalumformer MPI 5 – MPE 50. Regelungstechnische Praxis 19 (1977) H. 7, S. M41 und M42.

[6] Systemwandler Stw1 in Regler RVp/IG mit Zusatzgeräten. Prospekt. Magdeburg: VEB Meßgerätewerk, „Erich Weinert" 1972.

[7] Converter Type EA1-electrolpneumatic. Firmenschrift: Kent Instruments, Oktober 1970.

[8] *Ebach, M.:* Meßwertumformer. DE-OS 2440228.

[9] *Holzbock, W. G.:* Elektromagnetische Stellglieder für Servoventile. Ölhydraulik und Pneumatik 21 (1977) H. 7, S. 501 – 504.

[10] *Eisentraut, H. J.:* Probleme des Einsatzes von pneumatisch-elektrischen Wandlerelementen. msr 17 (1974) H. 8, S. 188 – 191.

[11] *Böckmann, R. D.:* Entwicklung eines elektrofluidischen Servoantriebes für Blutpumpen. Dissertation, TH Aachen 1975.

[12] *Siwoff, F.; Stojanow, B.; Angelow, G.:* Untersuchung der physikalischen Prinzipien zum Aufbau von diskreten pneumatisch-elektrischen Wandlern für Niederdruckfluidschaltungen. Preprints, Paper A 16. Dresden: 7. „Jablonna"-Fluidik-Konferenz 1978.

[13] *Schwabe, K.:* Physikalische Chemie. Berlin: Akademie-Verlag 1974.

[14] *Tarutani, R.; Fukuzawa, K.; Kawamura, S.:* Application of electrokinetic effect to liquid fluidics. Fludics Quarterly 23 6 (1974) No. 2, pp. 33 – 44.

[15] *Kasimzade, M. S.; Khalilov, R. F.:* Electrochemical functional Elements of Automation. Preprints. Boston/USA: IFAC Congress 1975. Part. IVD.

[16] *Kasimzade, M. S.; Khalilov, R. F.; Balashov, A. N.:* Elektrokinetičeskie preobrazovateli informacii (Elektrokinetische Informationswandler). Moskau: Izd. Energija 1973.

[17] *Melnik, S. V.:* Elektrokinetičeskij datčik davlenija (Elektrokinetischer Druckwandler). SU-PS 447590.

[18] *Hardway, E. V.:* Electrokinetic Transducers. US-PS 2 769929.

[19] *Hardway, E. V.:* Electrokinetic Angular Accelerometer. US-PS 2 644901.

[20] *Walz, A.:* Hydraulische Stellvorrichtung mit einem als elektrokinetische Pumpe ausgebildeten Druckerzeuger. DE-AS 1576080.

[21] *Hardway, E. V.:* Electrokinetic measuring instrument. US-PS 2661430.

[22] *Hardway, E. V.:* Elektrokinetic Device and Elektrode Arrangement Therefor. US-PS 2644902.

[23] *Gohlke, W.:* Einführung in die piezoelektrische Meßtechnik. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G. 1954.

[24] *Petersen, A.:* Piezoelektrische Aktuatoren. Feinwerktechnik und Meßtechnik 86 (1978) H. 7, S. 304 – 308.

[25] Lautfernsprechapparat LF 700. Feingerätetechnik 26 (1977) H. 3, S. 136.

[26] *Martin, E.; Müller, E.:* Fernsprech-Piezomikrophon TS 71. Siemens-Zeitschrift 46 (1972) H. 4, S. 207 – 209.

[27] *Haase, H. J.:* Keramik-Wandler für Auflagekräfte von 30 – 40 mN. Funktechnik 32 (1977) H. 6, S. WS 64 und 65.

[28] *Magerl, R.; Kunath, P.:* Praktische Dimensionierung piezoelektrischer Wandler. Elektrie 29 (1975) H. 12, S. 665 – 667.

[29] *Budig, P. K., u. a.:* Piezoelektrischer linearer Schrittmotor. Elektrie 27 (1973) H. 8, S. 423 – 427.

[30] *Ringel, F.; Springer, R.; Zimmermann, H.:* Piezoelektrisches Antriebselement für Positionierungen im Submikrometerbereich. Feingerätetechnik 26 (1977) H. 5, S. 196 – 198.

[31] PXE-Ventile mit schneller Ansprechzeit. Feinwerktechnik und Meßtechnik 85 (1977) H. 7, S. 337 – 339.

[32] Piezolan-Handbuch 1977. Hermsdorf: VEB Keramische Werke 1972.

[33] *Aliev, T. M., u. a.:* Pnevmoelektričeskoe ustrojstvo dlja peredači signalov (Pneumatisch-elektrische Signalübertragungseinrichtung). SU-PS 367447.

[34] Flapping crystal generates fluidic signals. Machine Design 43 (1971) No. 2, pp. 93.

[35] *Helke, G.:* Probleme bei der Entwicklung piezoelektrischer Keramiken für die Elektronik. Hermsdorfer Technische Mitteilungen 15 (1975) H. 44, S. 1390 – 1397.

[36] *Möhring, K.; Schichl, H.:* Verfahren zur Herstellung porenfreier PZT Keramiken. Feinwerktechnik und Meßtechnik 84 (1976) H. 7, S. 322 – 325.

[37] *Džagupov, G. S. u. a.:* Pnevmoelektričeskij analogokodovyj preobrazovatel (Pneumatisch-elektrischer Analog/Kode-Wandler). SU-PS 396475.

[38] *Schoenau, G. J., u. a.:* Investigation of a Novel Electrofluidic Element. Cranfield: Int. Conf. on Hydraulics, Pneumatics and Fluidics in Control u. Autom. 1976.

[39] *Lee, S. Y.:* Piezoelectric Actuators for Fluid Control Applications. Eng. Seminar on Fluid Contr. Systems (1967) March, pp. 100 – 111 Pennsylvania State: University 1967.

[40] *Lieneweg, F.:* Handbuch Technische Temperaturmessung. Braunschweig: Friedr. Vieweg & Sohn 1976.

[41] *Akmenkalns, I. G.; Pasternak, E.; Schaffer, R. R.:* Pneumatic to electric Transducers. IBM Technical Disclosure Bulletin 5 (1962) No. 7, pp. 14 and 15.

[42] *Berry, J. C.:* Low pressure measurement with thermistors. J. Sci. Instr. 44 (1967) pp. 83.

[43] *Wächter, R.; Schubert, W.:* Möglichkeiten der pneumo-elektrischen Wandlung fluidischer Signale. msr. 19 (1976) H. 9, S. 321 – 324.

[44] *Mück, E.:* Fluidisch-elektrischer Signalumformer. DE-AS 2063545.

[45] *Fischer, H.:* Temperaturaufnehmer auf Halbleiterbasis – Grundlagen und Anwendung. ATM V 212-8 (1978) H. 10, S. 343 – 350.

[46] *Sugaya, S.; Ando, S.; Suzuki, F.:* Fluidic device controlled by the heating effect. Fluidics Quarterly 20 5 (1973) No. 3, pp. 13 – 22.

[47] *Agadžanjan, S. G., u. a.:* Elektropnevmopreobrazovatel' (Elektropneumatischer Wandler). SU-PS 386158.

[48] *Proniewicz, A.:* Elektro-pneumatischer Wandler für Fluid-Elemente. ATM Lieferung 393, Blatt Z 64-7, S. 225 – 226.

[49] *Gundlach, V.; Keršenkern, G.:* Ispolzovanie termičeskogo effekta v strujnom gidrousilitele (Nutzung thermischer Effekte in Strömungsverstärkern). Preprints. Moskau: 6. „Jablonna"-Fluidik-Konferenz 1976. Paper C 22.

[50] *Rehsteiner, F. H.:* An electrical-to-fluidic signal converter using heated curved walls. Fluidics Quarterly 17 4 (1972) No. 4, pp. 24 bis 40.

[51] *Baumann, E.:* Elektrische Kraftmeßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1976.

[52] *Irrgang, B.:* Mechanoelektrische Bauelemente in „Halbleiterbauelemente". Berlin: Akademie-Verlag 1977.

[53] *Kenigsberg, V. L.; Serdjukov, V.:* Halbleitermeßstreifen als Druckumformer. msr 19 ap (1976) H. 2, S. 35 – 37.

[54] Elektrische Meßverstärker und Meßumformer. Firmenschrift der Fa. Siemens, März 1973.

[55] *Ort, W.:* Eine neue Technologie zur Herstellung von Dünnfilm-Dehnungsmeßstreifen für den Aufnehmerbau. Meßtechnische Briefe HBM 13 (1977) H. 1, S. 7 – 11.

[56] *Franz, H.; Kämt, J.:* Ein neuer pneumatisch-elektrischer Signalumformer mit Dehnmeßstreifen in Dünnfilmtechnik. Firmenschrift. ICE-Bericht VI 1977.

[57] *Keller, H. W.:* Piezoresistive Druckaufnehmer. messen + prüfen/automatik 10 (1974) H. 2, S. 89 – 92; H. 3, S. 157 – 160.

[58] Pneumatisch-elektrischer Signalwandler in Miniatur-Bauweise. VDI-Z 118 (1976) H. 10, S. 482.

msr 6958

Dr.-Ing. *W. Lüdge* und Dipl.-Ing. *A. Lüdge*, Berlin[1])

Rechnergestützte Testung von Analog/Digital-Wandlern

IA 4.5.1.5.

0. Einleitung

Um zu vorgegebenen Abtastzeitpunkten eine analoge Größe in eine Folge von digitalen Werten umzuwandeln, werden Analog/Digital-Wandler (ADU) eingesetzt. Die dabei auftretenden Fehler lassen sich an einem modular aufgebauten Modell veranschaulichen [1] (Bild 1).

Aus diesem Modell geht hervor, daß Ungenauigkeiten in der A/D-Umsetzung auf zwei prinzipielle Ursachen zurückzuführen sind:

1. Fehlerhafte A/D-Umsetzung eines sich über der Zeit ändernden Signals $x(t)$ durch ungenaues Einhalten der Abtastzeitpunkte
2. Fehlerhafte Umsetzung eines über einen gewissen Zeitabschnitt konstanten Signals $y(k)$ durch ungenaues Quantisieren dieser konstanten Größe.

Bei einer idealen Quantisierung sind die Quantisierungsstufen exakt gleich. Ungleiche Quantisierungsschritte wirken sich so aus, als ob das zu quantisierende Signal $y(k)$ vor jeder Stufe eines idealen Quantisierens mit einem unterschiedlichen Verstärkungsfaktor verstärkt wird, so daß gilt:

$$iq \leqq z(k) \cdot v[z(k)] < (i + 1)\, q\,. \tag{1}$$

i Anzahl der Quantisierungsschritte; q Stufenhöhe des idealen Quantisierens; $v[z(k)]$ nichtlinearer Verstärkungsfaktor.

1. Bekannte Methoden zur Bestimmung des Linearitätsfehlers eines A/D-Wandlers

Eine naheliegende Methode, den Linearitätsfehler einer A/D-Wandlung zu bestimmen, wäre, ein Testsignal gleichzeitig sowohl durch den zu testenden A/D-Wandler als auch durch einen geeichten A/D-Wandler mit höherer Genauigkeit in digitale Werte umsetzen zu lassen. Aus dem Vergleich der beiden Digitalinformationen ließe sich leicht die Fehlerkennlinie angeben. Voraussetzung ist hierbei, daß ein geeichter A/D-Wandler höherer Genauigkeit vorhanden ist und daß beide A/D-Wandler über eine entsprechende Schaltung mit einer On-line-Meßwerterfassungseinrichtung verbunden sind.

In ähnlicher Weise wird in [2] ein A/D-Wandlertest angegeben. Der Vergleich des Ausgangswertes des zu testenden A/D-Wandlers mit dem Testsignal wird hier allerdings analog durchgeführt, wobei dem zu testenden A/D-Wandler ein D/A-Wandler nachgeschaltet wird, der eine um mindestens 2 Bit größere Genauigkeit als der A/D-Wandler haben sollte.

Auf diese Weise entsteht ein analoges Differenzsignal, das, auf einem Oszillographen dargestellt, die Fehlerkurve angibt. Ein rechnergekoppelter On-line-Meßplatz ist hierbei nicht nötig. Es sind jedoch ein entsprechend genauer D/A-Wandler und ein hochgenaues Testsignal erforderlich, denn in die Fehlerkurve des zu testenden A/D-Wandlers gehen die Fehler des D/A-Wandlers und des Testsignals direkt ein.

Oft tritt jedoch das Problem der A/D-Wandlergenauigkeit beim Einsatz eines Wandlers im rechnergekoppelten On-line-Meßplatz auf, so daß der Rechner für die Testung verwendet werden könnte. Dies wird in [1] und [3] ausgenutzt.

Steuert man einen A/D-Wandler mit einer sehr oberwellenarmen Sinusspannung aus, so wirkt sich ein Linearitätsfaktor bei der A/D-Umsetzung so aus, als ob eine verzerrte Sinusspannung durch einen idealen Quantisierer umgesetzt würde. Der Verzerrungsgrad ist dabei direkt ein Maß für den Linearitätsfehler des A/D-Wandlers. Dieser ist aus der spektralen Verteilung der verzerrten Sinusspannung abzuleiten. Diese Methode ist dann vorteilhaft, wenn ein rechnergeführtes Meßwerterfassungssystem mit der Möglichkeit einer anschließenden Fourier-Transformation zur Verfügung steht. Das Verfahren basiert darauf, daß durch eine Meßwerterfassung die Umsetzung des analogen Eingangssignals $x_e(t)$ in eine Folge $\{x(k)\}$ mit $k = 1 \ldots 2N$ digitaler Werte realisiert und die Abspeicherung dieser Folge vorgenommen wird.
So kann aus dieser Folge mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation die spektrale Verteilung $S(K)$ mit $K = 1 \ldots N$ berechnet werden

$$S(K) = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{N} x(l) \exp\left(2\pi j \frac{(l-1)\,(K-1)}{N}\right). \tag{2}$$

Zu beachten ist bei dieser Methode, daß bei endlicher Anzahl von Abtastpunkten die diskrete Fourier-Transformation eine Periodizität des Eingangssignals bezüglich des Beobachtungszeitraumes $T_B = N \cdot \Delta t$ voraussetzt.

Dies ist i. allg. nicht gegeben, da nicht immer das Vielfache m einer Periode $2\pi/\omega_0$ der Sinuseingangsspannung $x(t) = \hat{x} \cdot \sin \omega_0 t$ gleich dem Beobachtungszeitraum sein wird, d. h., es wird allgemein gelten:

$$m \cdot \frac{2\pi}{\omega_0} \neq N \cdot \Delta t\,. \tag{3}$$

In diesem Fall entsteht durch die diskrete Fourier-Transformation ein Spektrum, das neben der Spektrallinie bei ω_0 noch Seitenlinien aufweist, die je nach der Phasenlage des Eingangssignals am Ende des Beobachtungsintervalls verschieden stark ausgeprägt sein können. Das ist für eine Auswertung der Spektralverteilung bezüglich der Linearität des A/D-Wandlers unerwünscht. Aus diesem Grund wichtet man die Folge $\{x(k)\}$ mit einer Gewichtsfunktion bzw. -folge $\{g(k)\}$ derart, daß gegen Ende des Beobachtungsintervalls das Produkt $\{g(k) * x(k)\}$ gegen Null geht. Die Gewichtsfunktion bestimmt dann die Seitenlinien unabhängig vom Abbrucheffekt.

Ein Vorteil dieses Verfahrens, die spektrale Verteilung eines Testsignals zur Genauigkeitsuntersuchung eines A/D-Wandlers heranzuziehen, besteht darin, daß ohne zusätzlichen apparativen Aufwand der A/D-Wandler innerhalb des rechnergeführten Meßplatzes getestet wird, in dem er eingesetzt ist. Zu beachten ist allerdings, daß der Fehler des Testsignals in die Übertragungscharakteristik des A/D-Wandlers eingeht, und die Fehlerkurve für die differentielle Linearität nicht direkt aus der ermittelten spektralen Verteilung des Testsignals ersichtlich wird.

2. Ableitung eines statistischen Verfahrens zur A/D-Wandlertestung

Im folgenden soll ein Verfahren beschrieben werden, das als Testsignal ein Rauschsignal mit bekannter Verteilungsfunktion, z. B. Gaußsches Rauschen, verwendet, einen rechnergeführten On-line-Meßplatz voraussetzt, und das als Ergebnis die Fehlerkurve für die differentielle Linearität direkt liefert. Speichert man die von einem A/D-Wandler umgesetzten Werte nicht in aufein-

[1]) Mitteilung aus dem Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR.

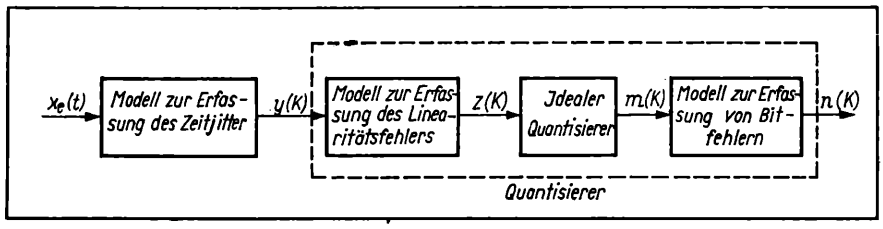


Bild 1. Modular aufgebautes Modell eines A/D-Wandlers

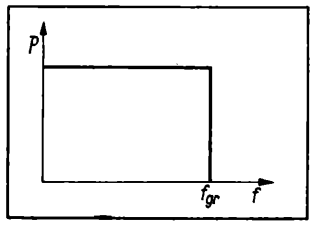


Bild 2. Leistungsspektrum

anderfolgende Speicherplätze, sondern interpretiert die umgesetzten Werte als Zeiger, die mit ihrem digitalen Wert eine Speicherplatznummer angeben, so kann die Häufigkeitsverteilung einer Folge von Meßwerten aufgenommen werden. Dazu ist vom Meßwerterfassungsprogramm des rechnergeführten Online-Meßplatzes nach jeder A/D-Umsetzung der Inhalt des durch den Zeiger angewählten Speicherplatzes um 1 zu erhöhen. Nach einer hinreichend großen Anzahl von A/D-Umsetzungen ist dann im Rechner eine Folge von N Werten abgespeichert, die den Häufigkeiten der digitalisierten Meßwerte in jeder Stufenhöhe iq, $i = 1, \ldots, N$ entsprechen.

Bei einem idealen A/D-Wandler und normalverteiltem Rauschen als umzusetzendes Testsignal muß sich mit wachsender Ereigniszahl N_E die aufgenommene Häufigkeitsverteilung $H_M(iq)$ immer mehr der Gauß-Funktion $H_G(iq)$ annähern

$$H_M(iq) \to H_G(iq) = \frac{N_E}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{iq-\mu}{\sigma}\right)\right]. \tag{4}$$

Bei einem realen A/D-Wandler mit Linearitätsfehler ist entsprechend Gl. (1) jeder Wert der Folge $H_G(iq)$ mit einem von iq abhängigen Faktor $v(iq)$ behaftet, d. h., mit einem realen A/D-Wandler nähert man sich nicht der Gauß-Kurve nach Gl. (4) an, sondern einer durch die Funktion $v(iq)$ verzerrten. Betrachtet man die N_E Meßwerte als Stichprobe aus einer unendlichen Schar von Ereignissen, so lassen sich für diese Stichprobe anhand einer Konfidenzschätzung für σ und μ mit einer vorzugebenden Irrtumswahrscheinlichkeit α die Bereiche angeben, in dem sich die Standardabweichung σ und der Mittelwert μ der unendlichen Schar von Ereignissen befinden müßten. Diesen Bereichen kann man dann Toleranzstreifen der Folge $H_G(iq)$ zuordnen. Damit ist für eine endliche Anzahl N_E von Meßwerten mit einer Irrtumswahrscheinlichkeit α die Genauigkeit der Annäherung in Gl. (4) angebbar. Erfolgt die Annäherung nicht mit der zu erwartenden Genauigkeit, so müssen die Ursachen dafür, wie bereits erwähnt, im fehlerhaften Umsetzungsverhalten des A/D-Wandlers liegen. Es gilt dann:

$$H_M(iq) = (1 \pm \varepsilon_i/2)\, v(iq)\, H_G(iq) \tag{5}$$

mit $\varepsilon_i = \varepsilon_i(N_E)$, Toleranzbereich infolge endlicher Ereigniszahl. Wählt man die Anzahl N_E der Meßwerte so groß, daß der Toleranzbereich ε_{max} unterhalb der Fehlergrenze des Meßverfahrens liegt, kann aus Gl. (5) die Funktion $v(iq)$ bestimmt werden

$$v(iq) = \frac{H_M(iq)}{H_G(iq)}. \tag{6}$$

Entsprechend Gl. (1) wird mit der obigen Funktion der Einfluß von ungleichen Quantisierungsschritten erfaßt. Die Funktion

$$dL = v(iq) - 1 \tag{7}$$

wird deshalb auch als differentielle Linearität der A/D-Übertragungscharakteristik bezeichnet. Eine mit der Schrittweite q vorgenommene diskrete Integration liefert die Kennlinie des A/D-Wandlers.

Voraussetzung bei diesem Verfahren ist, daß die Besetzungszahl der Klassen hinreichend groß ist. Wenn der Mittelwert des

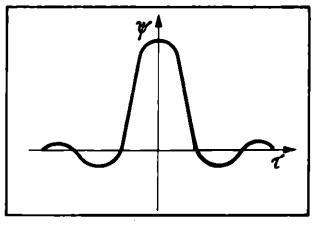


Bild 3
Autokorrelationsfunktion

Rauschsignals den A/D-Wandler zur Hälfte aussteuert, geht bei einer Gauß-Verteilung die Besetzungszahl am Anfang und Ende der Klasseneinteilung gegen Null. Da die meßtechnisch ermittelten Besetzungszahlen nur ganzzahlig sein können, verursacht dieser Quantisierungsfehler bei kleinen Besetzungszahlen einen wesentlichen Fehler. Aus diesem Grund ist es angebracht, den A/D-Wandler so weit mit dem Test-Rauschsignal auszusteuern, daß nach Aufnahme der geforderten Ereigniszahl N_E die zweite und die vorletzte Klasse Besetzungszahlen enthalten, bei denen ihre Quantisierungsfehler unterhalb der zu fordernden Genauigkeit des Testverfahrens liegen.

In diesem Fall wird der A/D-Wandler beim Auftreten von Eingangssignalen übersteuert, deren umzusetzende Digitalwerte die Klassennummern unter- oder überschreiten würden. Begrenzt der A/D-Wandler das Rauschsignal, d. h., gibt er beim Unter- bzw. Überschreiten der A/D-Wandlergrenzen das minimale bzw. maximale Digitalsignal ab, so enthalten die erste bzw. die letzte Klasse die Summen aller links- bzw. rechtsseitig nicht erfaßten Besetzungszahlen.

3. Ermittlung der Auflösung des Meßverfahrens

3.1. Konfidenzschätzung für σ

Um den durch endliche Ereigniszahl N_E zulässigen Schwankungsbereich von σ zu ermitteln, ist ein statistisches Prüfverfahren durchzuführen, das Rückschlüsse von einer Probe auf die Gesamtheit zuläßt. Dazu wird die Prüfgröße u gewählt [Gl. (8)], die eine χ^2-Verteilung mit $N_E - 1$ Freiheitsgraden hat

$$u = \chi^2_{N_E-1} = \frac{(N_E - 1)\, s^2}{\sigma^2}. \tag{8}$$

N_E Anzahl der vom Meßverfahren ausgewerteten Ereignisse; s^2 Varianz, die sich aus der endlichen Ereigniszahl N_E ergibt; σ^2 Varianz bei unendlicher Ereigniszahl

Für eine vorzugebende Irrtumswahrscheinlichkeit α lassen sich aus der χ^2-Verteilung mit $N_E - 1$ Freiheitsgraden die Grenzen $\chi^2_{N_E-1,\,\alpha/2}$ und $\chi^2_{N_E-1,\,1-\alpha/2}$ angeben, so daß sich für σ^2 folgender Bereich ergibt:

$$\frac{(N_E - 1)\, s^2}{\chi^2_{N_E-1,\,1-\alpha/2}} \leqq \sigma^2 \leqq \frac{(N_E - 1)\, s^2}{\chi^2_{N_E-1,\,\alpha/2}}. \tag{9}$$

3.2. Konfidenzschätzung für den Mittelwert μ

Zur Konfidenzschätzung für den Mittelwert μ benutzt man den t-Test, da die Größe $|\bar{x} - \mu|/s \cdot \sqrt{N_E}$ t-verteilt ist, wobei $\bar{x}$ den

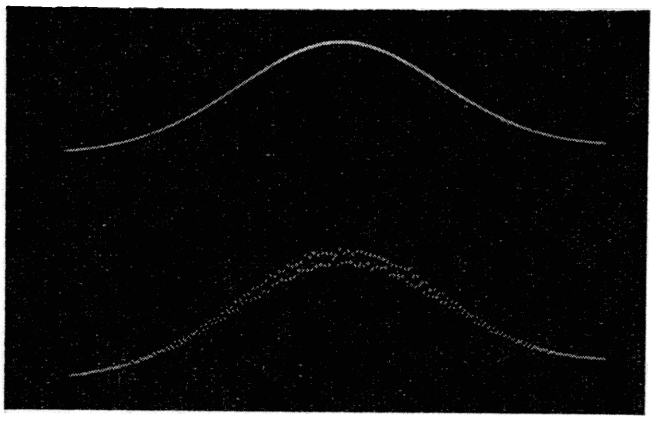


Bild 4. Obere Kurve: errechnete Gauß-Kurve mit ($\bar{x}$, s)
Untere Kurve: aufgenommene Häufigkeitsverteilung (8-Bit-Wandler)

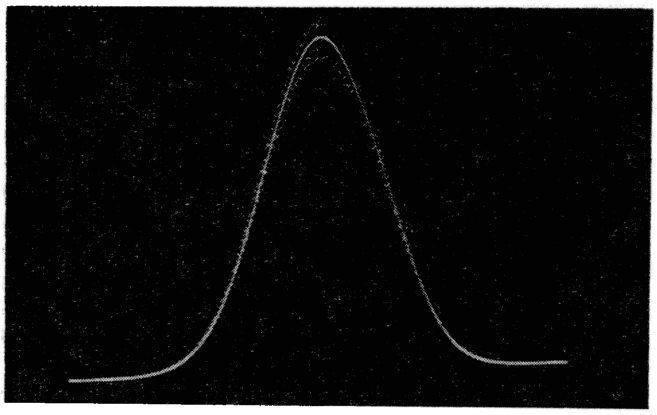


Bild 5. Meßwerte und Gauß-Kurve in einem Bild (10-Bit-Wandler)

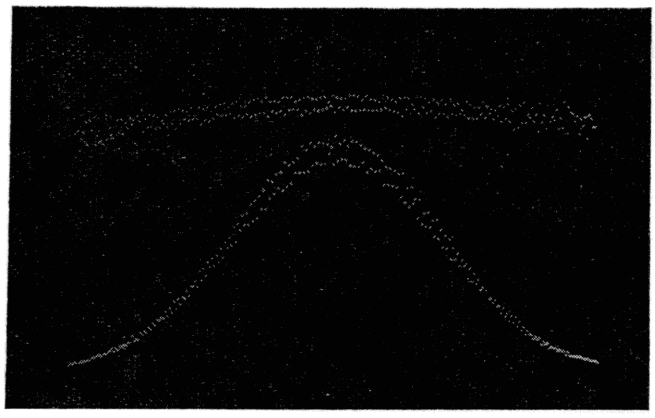


Bild 6. Obere Kurve: differentielle Linearität
Untere Kurve: aufgenommene Häufigkeitsverteilung

Mittelwert für die endliche Ereigniszahl N_E und s die Standardabweichung für die Ereigniszahl N_E angibt. Analog zur Konfidenzschätzung für σ läßt sich für den Mittelwert folgender Bereich angeben:

$$\bar{x} - \frac{s}{\sqrt{N_E}} t_{N_E-1,\,\alpha/2} \leqq \mu_{\bar{x}} \leqq \bar{x} + \frac{s}{\sqrt{N_E}} t_{N_E-1,\,\alpha/2} \,. \tag{10}$$

Damit ist es möglich, einen Toleranzstreifen ε_i für die zu erwartende Gauß-Kurve anzugeben

$$\varepsilon_i = H_G(iq, s_u, \bar{x} - \Delta\bar{x}) - H_G(iq, s_u + \Delta s, \bar{x} + \Delta\bar{x}) \,. \tag{11}$$

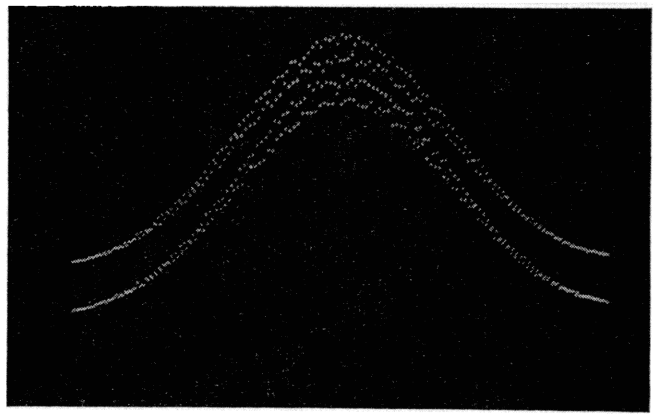


Bild 7. Vergleich der aufgenommenen Häufigkeitsverteilungen bei unterschiedlichen Abtastzeiten

s_u unterer Konfidenzwert von s; $\Delta s = s_0 - s_u$; s_0 oberer Konfidenzwert von s; $\Delta\bar{x} = \frac{s}{\sqrt{N_E}} \cdot t_{N_E-1,\,\alpha/2}$.

Für eine bestimmte Ereigniszahl N_E ist somit die Auflösungsgrenze des beschriebenen Meßverfahrens festgelegt.

4. Abschätzung der Korrelationszeit τ_c des Rauschsignals

Nimmt man für das Frequenzverhalten des Rauschsignals näherungsweise einen rechteckförmigen Verlauf an, so ergibt sich aus der Tatsache, daß die Autokorrelationsfunktion die Fourier-Transformierte des Leistungsspektrums ist, für die Autokorrelationsfunktion die Spaltfunktion (Bilder 2 und 3).
Es läßt sich zeigen, daß die zweite Nullstelle der Spaltfunktion τ_{02} gleich dem reziproken Wert der oberen Grenzfrequenz f_{gr} des Rauschleistungsspektrums ist.
Ab der zweiten Nullstelle ist der Betrag der Autokorrelationsfunktion $\psi(\tau_{02})$ gegenüber $\psi(0)$ so stark gesunken, daß Unkorreliertheit zwischen den Amplitudenwerten des Rauschsignals angenommen werden kann, wenn in erster Näherung für die Abtastzeit gefordert wird:

$$\Delta t < \frac{1}{f_{gr}} \,. \tag{12}$$

5. Beispiel

Es wurde der vom Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf gefertigte A/D-Wandler ADC 4834-06 / ADC 4834-21 (eingestellt auf 8 bit Auflösung) innerhalb der vom Zentrum für Wissenschaftlichen Gerätebau der AdW der DDR produzierten Interface-Einheit IFE 1 getestet.
Als Eingangssignal diente das vom Rauschgenerator SG 201 (VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden) mit einer Grenzfrequenz von 20 kHz gelieferte Breitbandrauschen. Mit Hilfe des zur IFE 1 gehörigen Software-Paketes PROSPEKTA und mit dem bereits beschriebenen Meßwerterfassungsprogramm wurde die Häufigkeitsverteilung des Rauschsignals bei einer Abtastfrequenz von 1 kHz aufgenommen. Hieraus wurden Mittelwert und Streuung berechnet und die dadurch definierte Gauß-Kurve bestimmt (Bilder 4 und 5).
Bei einer Ereigniszahl von $N_E = 992950$ ergaben sich die Werte

$s = 46.323$
$\bar{x} = 129.563$.

Konfidenzstreifen für $\alpha = 0{,}3\%$:

$46.224 \leqq \sigma \leqq 46.421$
$129.563 - 0{,}144 \leqq \mu \leqq 129.563 + 0{,}144$.

Tafel. Angabe der differentiellen Linearität einiger Klassen für 2 verschiedene Abtastzeiten

Klasse		121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132
Fehler der Stufenbreite in %	Messung I	−3,3	7,8	−2,2	8,3	−1,0	3,8	0,7	9,2	−4,3	7,6	−0,6	6,8
	Messung II	−3,7	7,0	−2,6	8,5	−3,2	5,8	0,1	8,2	−4,0	8,0	−2,4	7,2

Maximaler Fehler des Verfahrens:

1,5% der Stufenhöhe des A/D-Wandlers, d. h. 0,06%, bezogen auf den maximalen Wert des A/D-Wandlers. Aus der Abweichung der gemessenen Werte zum Wert der Gauß-Kurve wurde nach Gl. (7) die differentielle Linearität berechnet (Bild 6).

Für einen Größenvergleich sind in die Fehlerkurven nach den Bildern 6 und 7 die Werte +0,4% und −0,4% als erster und letzter Wert eingetragen, d. h. ±100%, bezogen auf die Stufenbreite des A/D-Wandlers. Das alternierende Fehlerverhalten um ±5% Stufenbreite ist eine Eigenschaft des untersuchten Wandlers und wird bei diesem Meßverfahren recht deutlich sichtbar (Tafel).

Um den Einfluß der Abtastzeit zu prüfen, wurde eine zweite Messung mit einer Abtastzeit von 20 kHz durchgeführt. Wie aus Bild 6 und der Tafel (Messung II) hervorgeht, zeigen die Fehlerkurven gleiches Verhalten, d. h., es ist möglich, mit der Abtastzeit bis nahe an die obere Grenzfrequenz des Breitbandrauschens zu gehen.

Die Differenzen beider Kurven sind einmal durch die Auflösungsgrenze des Verfahrens, zum anderen aber auch durch Drifterscheinungen innerhalb des A/D-Wandlers bedingt, die sich laut Datenblatt um mehr als 2% der Stufenbreite bemerkbar machen. Ein weiterer Fehlereinfluß wäre eine nicht genaue Erzeugung der Gauß-Kurve durch den Rauschgenerator. Es ist jedoch zu bemerken, daß nach dem zentralen Grenzwertsatz für unabhängige Zufallsgrößen x_i, $i = 1, 2 \ldots$ unter sehr schwachen Voraussetzungen über die Ausgangsverteilung die Summe

$$x_k = \sum_{i=1}^{k} x_i$$

für $k \to \infty$ normalverteilt ist, ohne daß die Ausgangsverteilungen normal verteilt sein müssen. Hieraus folgt ein wesentlicher Vorteil von Gaußschem Rauschen als Testsignal, da eine große Summe verschiedener Rauscheinflüsse (z. B. auch Fehlereinflüsse) wieder eine Gauß-Kurve erwarten läßt.

Literatur

[1] *Polge, R. J.; Bhagaran, B. K.; Callas, L.:* Evaluating analog → to → digital converters. Simulation 24 (1975) No. 3.

[2] *Dannenbauer, D.:* Test converters fast. Electronic Design (1977) No 11.

[3] *Pratt, B.:* Test a/d converters digitally by use of a microprocessor or minicomputer and a simple Basic programm. Electronic Design (1975) No. 12.

[4] *Stange, K.:* Angewandte Statistik, Bd. I und II. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1970.

[5] *Ziessow, D.:* On-line Rechner in der Chemie. Westberlin/New York: Walter de Gruyter 1973.

msr 6805

Dr.-Ing. *M. Tischmeyer*, Dipl.-Ing. *P. Weber*, Dipl.-Ing. *P. Jackisch* und Dipl.-Ing. *G. Hübel*, Ilmenau[1])

Off-line-Verarbeitung von Impedanzfunktionen mit dem Hybridrechner HRA 7000

IA 4.0.5; 5.9.2.

0. Einleitung

Herz-Kreislauferkrankungen, insbesondere Durchblutungsstörungen, haben eine ständig steigende Tendenz zu verzeichnen. Die Ursachen dafür sind vielseitig und für eine Prophylaxe besonders wichtig. Für die unblutige Diagnose von Durchblutungsstörungen hat die Ableitung von Impedanzfunktionen in den letzten zehn Jahren eine immer größere Bedeutung erhalten [1]. Das Prinzip besteht darin, daß man ein elektrisches Strömungsfeld im Gewebeabschnitt erzeugt und gleichzeitig innerhalb des Feldes in Richtung der Strömungslinien den Spannungsabfall und dessen pulssynchrone Änderungen mißt [2] und [3]. Die Auswertung der so gemessenen Impedanzfunktionen erfolgte bisher ausschließlich manuell durch das medizinische Personal. Dabei sind die wesentlichen Nachteile, daß nur einige Amplituden und Zeitwerte ausgewertet werden können und diese wiederum nur subjektiv vom behandelnden Arzt in Verbindung mit dem klinischen Befund interpretiert werden können.

1. Zielstellung der Off-line-Verarbeitung von Impedanzfunktionen

Die Off-line-Verarbeitung erfolgt mit dem Ziel, dem Mediziner in einigen Jahren die Möglichkeit zu schaffen, einen objektiven Diagnosevorschlag auf der Basis einer On-line-Mikrorechnerverarbeitung zu erhalten, um so die Diagnose von Durchblutungsstörungen zu objektivieren und den Arzt von Routinearbeit zu entlasten. Wir sind der Meinung, daß es sich immer nur um einen Diagnosevorschlag handeln kann, da sich die Durchblutungssituation nicht nur in der Impedanzfunktion, sondern auch in anderen klinischen Befunden manifestiert. Die Realisierung der oben genannten Zielstellung kann in drei wesentliche Phasen eingeteilt werden.

In der ersten Phase geht es darum, in verschiedenen medizinischen Einrichtungen alle Voraussetzungen zu schaffen für eine EDV-gerechte Aufzeichnung von Impedanzfunktionen, die durch eine objektive Referenzmethode diagnostisch abgesichert sind. Als Referenzmethode kommt aus klinischer Sicht nur die Angiographie in Frage. Die technischen Mittel dürfen die ökonomischen Möglichkeiten eines Kreiskrankenhauses nicht übersteigen.

[1]) Mitteilung aus der TH Ilmenau, Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik.

In der zweiten Phase geht es um die Gewinnung möglichst vieler Merkmale aus der EDV-gerecht aufgezeichneten Impedanzfunktion mit Hilfe eines Prozeßrechners. Dabei werden die aufgezeichneten Impedanzfunktionen von den medizinischen Einrichtungen einheitlich vier Diagnosegruppen zugeordnet. Dazu kommen noch die Aufnahmen von gefäßgesunden Probanden, die aus Reihenuntersuchungen von Studenten stammen. Die Ergebnisse der Auswertung müssen für jede Ableitung auf eine sogenannte Datenbank abgespeichert und zusätzlich als Ergebnisjournal für den Arzt bereitgestellt werden. Dadurch wird die betreffende medizinische Einrichtung bereits in dieser Phase von der manuellen Auswertung befreit und leistet zusätzlich ohne größeren Aufwand gegenüber der Routine einen Beitrag zur Forschung.

Die Datenbank ist die Basis für die dritte und letzte Phase. In dieser Phase müssen die einzelnen Merkmale auf ihre Signifikanz für die Erkennung der vier Diagnosegruppen und die Trennung in die zwei Gruppen pathologisch oder gesund untersucht werden. Daran schließt sich die Erarbeitung eines Algorithmus zur Identifikation von Impedanzfunktionen und eine hardwaremäßige Realisierung und Erprobung in der Klinik an. Wie schnell dieses Ziel erreicht wird, hängt in erster Linie davon ab, wieviele Ableitungen von Patienten mit einer gesicherten Diagnose die medizinischen Einrichtungen aufzeichnen können.

Im weiteren wird auf die zweite Phase näher eingegangen, wobei die erste Phase weitgehend parallel mit der zweiten läuft und eine Wechselwirkung zwischen beiden notwendig ist.

2. Hard- und Software des HRA 7000

Für die rechnergestützte Auswertung der Impedanzfunktionen wird das Hybridrechnersystem HRA 7000 verwendet. In seiner Grundstruktur besteht dieses System aus

- Prozeßrechner PRS 4000
- Analogrechner ADT 3000
- Koppelglied zwischen Analog- und Digitalrechner mit der Bezeichnung SPOZA.

Für den zu beschreibenden Anwendungsfall wird der ADT 3000 nicht benötigt. Zum Prozeßrechner existiert die übliche Eingabe- und Ausgabeperipherie wie Bedienschreibmaschine, Locher-Stanzer-Einheit und Paralleldrucker. Dazu kommt noch, was wesentlich für viele biomedizinische Anwendungsfälle ist, die Möglichkeit, große Datenmengen mit Hilfe von drei Wechselplattenspeichern schnell abzuspeichern.

Das Koppelglied SPOZA erlaubt eine A/D- bzw. D/A-Wandlung auf 16 Kanälen sowie die Ein- bzw. Ausgabe von TTL-Signalen (12 Bit) zur gegenseitigen Steuerung von Rechner und Peripherie. Der zeitzyklische Start eines Programmes durch einen TTL-Impuls (PU-Betrieb) z. B. zur Realisierung des Abtastintervalls bei der Analogeingabe ist möglich.

Zusätzlich wurde ein Gerät BIO 7000 entwickelt, das in der Lage ist, die Befehle des Rechners an die Peripherie über die SPOZA zu interpretieren. Hier werden der Start-Stop-Betrieb des Magnetbandes vom Typ B 100, die Analogfilterung der analog-digital zu wandelnden Daten mit Tiefpaßfiltern einstellbarer Grenzfrequenz, die Verstärkung des Eingangssignals, eine Störunterdrückung und die Bereitstellung der Impulsfolge für die Festlegung des Abtastintervalls realisiert.

Zur Nutzung aller Möglichkeiten dieser Rechnerkonfiguration ist ein spezielles Betriebssystem notwendig. Deshalb wurde auf der Grundlage des EAS 4000 das Betriebssystem BT 40 PI (EAS 40 PI) geschaffen. Es beinhaltet die Arbeit mit der SPOZA und den Wechselplattenspeichern, hat viele Servicefunktionen und gestattet eine einfache Bedienung des Rechners durch einen Operator im Routinebetrieb.

Der Teil zur Bedienung des Wechselplattenspeichers erlaubt die Abspeicherung und den Zugriff zu Datendateien und geladenen Programmen. Programme können sich auch gegenseitig in den Kernspeicher einlesen und starten. Dadurch ist der Aufbau von Programmketten bzw. die Segmentierung von sehr großen Programmen möglich.

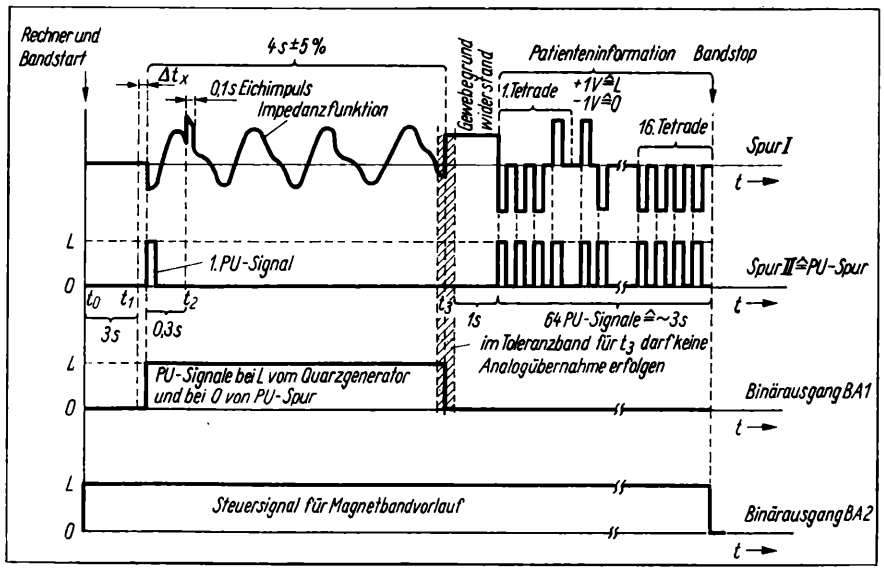
Wichtig ist weiterhin der speziell entwickelte Lader. Die Programmaufbereitung, d. h., die Quellenkorrektur, die Objektbereitstellung usw. werden mit Hilfe des plattenorientierten Betriebssystems ASPO 4000 durchgeführt. Der Lader erlaubt nun in EAS 40 PI den Zugriff zu mit ASPO 4000 erzeugten Objekten von der Wechselplatte.

Damit entfällt jegliche zeitaufwendige Verwendung von Lochstreifen. Die Effektivität des Testbetriebes wird wesentlich erhöht. Zur Veranschaulichung der Leistungsfähigkeit des Systems sind in der Tafel einige Parameter zusammengestellt.

3. Datenformat

Grundlage der Datenformatvereinbarung ist die im Abschn. 2 beschriebene Hard- und Software HRA 7000 und die Begrenzung der Anzahl der Aufzeichnungskanäle auf zwei Spuren. Das Datenformat einschließlich der notwendigen BA-Signale sind im Bild 1 dargestellt. Auf Spur I des 2-Kanal-Magnetband-

Bild 1. Datenformat und Eingabezyklus zur Auswertung von Impedanzfunktionen



Tafel. Einige wesentliche Daten des HRA 7000

Zykluszeit PRS 4000	1,1 µs
Wortlänge	16 Bit
Kernspeicherkapazität	32 k Worte
Anzahl der Wechselplattenspeicher	3
Speicher/Wechselplatte	7,25 M Byte
Zeit für die A/D-Wandlung eines Wertes	102 µs
Maximale Abtastfrequenz (einkanalig)	9,8 kHz
Maximale Größe eines Programmsegments	25,6 k Worte

gerätes werden die Impedanzfunktion, der Wert des Gewebegrundwiderstandes und die 16 Tetraden umfassende Patienteninformation gespeichert. Spur II dient zur Aufzeichnung von PU-Signalen, die zur Steuerung der Analogeingabe in den Rechner benötigt werden.

Um Verzerrungen in der Bandanlaufzeit zu vermeiden, ist eine Einlaufzeit von 3 s notwendig. Das erste Minimum der Impedanzfunktion nach dem Zeitpunkt t_1 wird als Zeitbezugspunkt verwendet, wobei Δt_x maximal den Wert einer Periodendauer annehmen kann. Zum Zeitpunkt $t_1 + \Delta t_x$ muß das erste PU-Signal auf Spur II abgespeichert werden. Der Zeitabschnitt für die Aufzeichnung der Impedanzfunktion wurde auf 4 s festgelegt. Bei einer angenommenen Variation der Periodendauer von 0,7 bis 1,2 s ist damit die Aufzeichnung von mindestens drei Perioden gesichert. Um für jeden Fall garantieren zu können, daß der Eichimpuls in die Rückflanke der ersten aufgezeichneten Periode erscheint, wird 300 ms nach $t_1 + \Delta t_x$ ein 100 ms breiter Eichimpuls gefordert. Der Grundwiderstand wird in Form eines Gleichspannungspegels nach der Impedanzfunktion aufgezeichnet, für deren Auswertung er benötigt wird. Am Ende des Aufnahmezyklus werden die 16-Binär-Tetraden gespeichert. Synchron zu jedem Bit (20-ms-Impuls) ist jeweils ein PU-Signal auf Spur II aufzuzeichnen. Die Toleranz der vorgegebenen Zeitintervalle darf nicht größer werden als $\pm 5\%$ und für die Spannungspegel der Binärinformation nicht größer als $\pm 2{,}5\%$. Die Amplitude der Impedanzfunktion sollte im Mittel im Bereich zwischen $\pm 0{,}5$ V liegen, um bei Nullinienschwankungen und extremen patientenabhängigen ΔR_{max}-Schwankungen eine Übersteuerung ($> \pm 1$ V) zu vermeiden. Für die PU-Signale auf Spur II gelten die gleichen Anforderungen wie für das L-Signal einer Binärtetrade.

4. Realisierung der Analogeingabe

Durch den begrenzten Kernspeicherbereich ist es notwendig, den Gesamtprogrammkomplex in einen Komplex BERE für die Analogübernahme und einen Komplex RHEO für die Auswertung der übernommenen Daten zu teilen. Diese Programme rufen sich gegenseitig von der Wechselplatte auf und benutzen den gleichen Kernspeicherbereich. Die Übergabe der übernommenen Daten sowie weiterer wichtiger Bearbeitungsparameter durch BERE an RHEO erfolgt in einem definierten Kernspeicherbereich (BGB-Bereich).

Das Programm BERE organisiert die A/D-Wandlung sowie die erste Aufbereitung der übernommenen Daten. Beim Neustart von BERE wird automatisch eine Parametervoreinstellung getroffen, die sich für den Routinebetrieb als günstig erwiesen hat. Solche Parameter sind die Dauer des Rheogramms (3,8 s), die Abtastfrequenz (200 Hz), die Grenzfrequenz des analogen Tiefpaßfilters für die Dauer der Impedanzfunktion und dem Grundwiderstand (30 Hz), den Eichwert usw.

Im Routinebetrieb erfolgt die Übergabe der Steuerung an BERE durch den Befehl # SD.

Im Bild 2 wird der prinzipielle Ablauf der Analogeingabe und Auswertung einer Impedanzfunktion durch die Programme BERE und RHEO vorgestellt.

Die Analogübernahme erfolgt durch SURE. Eigene Erfahrungen haben gezeigt, daß es sehr wichtig ist, die einwandfreie Analogübernahme durch einen Komplex von Fehlerroutinen abzusichern, der bei auftretenden Fehlern diese signalisiert und unter Umständen die weitere Bearbeitung abbricht. Eine solche Routine ist die Feststellung der Lage der Nullinie 2 s nach Bandstart. Befindet sich diese nicht im vorgegebenen Toleranzbereich, so können Übersteuerungen der SPOZA auftreten.

Die Analogübernahme beginnt mit dem ersten Impuls auf der PU-Spur. Dazu wird SURE im Abstand des vorgegebenen Abtastintervalls zeitzyklisch gestartet. Mit jedem Start wandelt

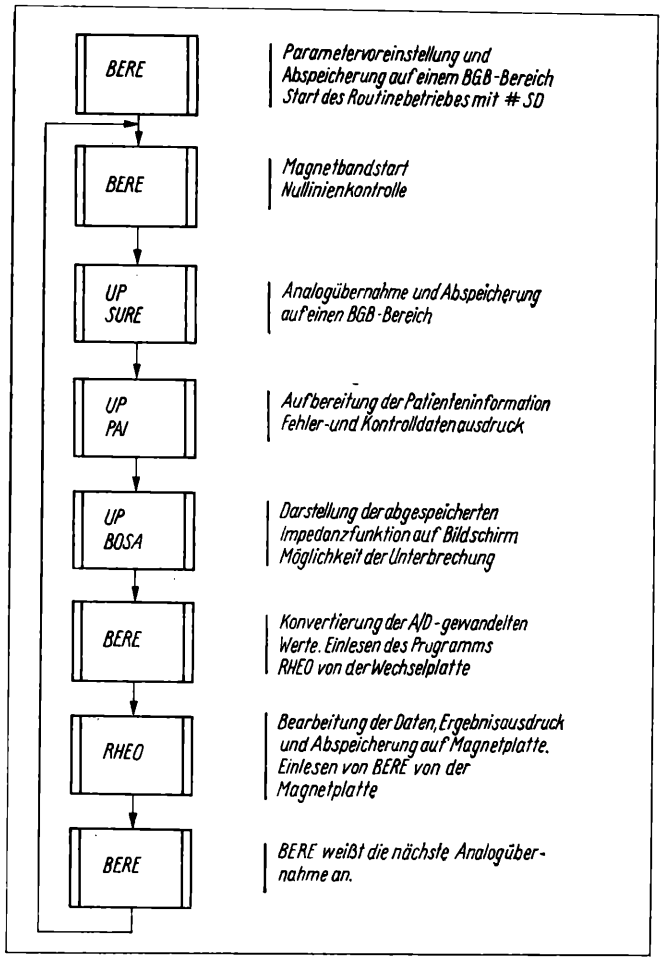


Bild 2. Prinzipieller Ablauf der Analogeingabe und Auswertung einer Impedanzfunktion durch die Programme BERE und RHEO

SURE einen Wert der Impedanzfunktion um. Nach deren vollständiger Übernahme und einer programmierten Pause wird der Grundwiderstand ermittelt. Dieser wird durch den Mittelwert von 38 im Abstand von 10 ms übernommenen Werten repräsentiert, wobei sich die Streuung dieser Werte in einem vorgegebenen Toleranzband befinden muß. Die Übernahme der Patienteninformation wird durch die PU-Impulse der Spur II gesteuert. Nach jedem Impuls werden 3 Werte von der Spur I in einen vorgegebenen Abstand gewandelt. Diese Werte müssen sich ebenfalls in einem vorgegebenen Toleranzbereich befinden, um als positives bzw. negatives Bit anerkannt zu werden.

Durch diese Fehlerroutinen werden Band- und Aufzeichnungsfehler erkannt. Eine Vorprüfung von Amplitude und Breite der PU-Impulse der Spur II erfolgt hardwaremäßig durch das BIO 7000.

Nach der Registrierung der 64 Patienteninformationsbits wird die Übernahme abgebrochen, das Magnetband gestoppt und PAI (Patienteninformationsaufbereitung) aufgerufen. PAI konvertiert die Patienteninformation, regeneriert diese im Fehlerfall teilweise und liefert Fehlerausdrücke der als falsch erkannten Bits bzw. des Grundwiderstandes. Im weiteren werden Zusatzinformationen für den Operator gegeben und ein Protokoll erarbeitet, das u. a. sämtliche Parameter der Patienteninformation in übersichtlicher Form enthält und als Kopf für das von RHEO bereitzustellende Ergebnisjournal dient.

Neben dem Routinebetrieb gestattet BERE eine freie Wahl der Bearbeitungsparameter und erfüllt im Bedarfsfall Servicefunktionen. Diese Eigenschaft war besonders in der Anfangsphase notwendig, um die günstigsten Parametereinstellungen auszutesten.

5. Auswertung der Impedanzfunktion

Neben den sogenannten klassischen Merkmalen wurden die Fourier-Analyse und die Tschebyscheff-Approximation in die Auswertung mit einbezogen. Sie sollen die Formanalyse objektivieren und wenn möglich zumindest teilweise die klassischen Merkmale ersetzen. Da es keinen eindeutigen Zusammenhang zwischen dem Kurvenverlauf der Impedanzfunktion und den pathologischen Veränderungen verschiedenster Art und deren Kombinationen gibt, muß erst in der eingangs genannten dritten Phase der Wert der einzelnen Merkmale für eine pathologisch signifikante Aussage ermittelt werden. Bild 3 zeigt die von medizinischer Seite vorgegebenen klassischen Merkmale. Die Fourier-Analyse wird bis zur 10. Harmonischen durchgeführt, und alle ausgegebenen Werte sind Mittelwerte aus der 2. und 3. Periode der Impedanzfunktion.

Wie Bild 4 zeigt, beginnt der Bearbeitungsablauf des Auswerteprogramms RHEO mit der Übernahme aller Daten von BERE. Nach der ersten Datenausgabe auf dem BAK-5T wird die für die Eichung maßgebliche Vorderflanke des Eichimpulses ausgemessen. Aus Gründen der Reproduzierbarkeit müssen 5 bis 6 Abtastpunkte in dieser Flanke liegen. Daraus resultiert die relativ hohe Abtastfrequenz von 200 Hz. Auf Grund der technischen Parameter des Rechners kann die gesamte Impedanzfunktion mit dieser Frequenz übernommen und ausgewertet werden. Bei dem Digitalfilter handelt es sich um ein transversales Filter, dessen Operator mit 49 Stützstellen arbeitet und eine obere Grenzfrequenz von 16 Hz hat. Es wurde in dieser Form von [4] übernommen. Der Bereich der Anlaufrechnung des Filters fällt in die erste Periode der Impedanzfunktion, die für die weitere Auswertung nicht mehr benötigt wird. Der folgende Algorithmus zur Suche der Periodengrenzen ist das Ergebnis von großen Testserien drei verschiedener Algorithmen. Dieser Aufwand machte sich notwendig, da die in der Praxis auftretende Variation der Kurvenform so groß ist, daß es zweifelsfrei nie möglich ist, für jede Kurve die gleiche mathematische Definition der Periodengrenzen anzuwenden. Die Gewinnung der Periodengrenzen aus einem parallel aufgezeichneten EKG [5] und [6] war leider aus technisch-ökonomischen Gründen (nur 2-Kanal-Aufzeichnung) nicht möglich. Der eingesetzte Algorithmus arbeitet bei 95% aller bisher bearbeiteten Funktionen (über 1000 Aufnahmen) fehlerfrei. Er geht vom Bereich der Vorderflanke des Eichimpulses aus und sucht bis zu einem vorgegebenen Punkt das Maximum der 2. Periode. Von diesem Punkt an wird rückwärts entlang der Kurve der maximale Anstieg gesucht und durch diesen eine Tangente gelegt. Dann wird in gleicher Richtung die Kurve weiter verfolgt und jeweils der senkrechte Abstand zwischen Kurve und Tangente bestimmt. Der Punkt, wo dieser Abstand einen vorgegebenen Wert übersteigt, wird als Periodengrenze definiert und ergibt einen Richtwert für die Periodendauer der ersten Periode. Damit kann die zeitliche Lage eines Erwartungsintervalls für die Suche des Maximums der 3. Periode angegeben und wie beschrieben die nächste Periodengrenze ermittelt werden. Sind alle Periodengrenzen berechnet, so erfolgt eine Driftkorrektur und die Ausgabe der 2. und 3. Periode auf dem BAK-5T. Die Prüfung auf Periodenlängenfehler erspart die Auswertung defekter Aufnahmen im Routinebetrieb. Die zulässige Toleranz von 10% resultiert aus physiologischen Ursachen. Wird kein Periodenfehler erkannt, so folgt die eigentliche Auswertung der Impedanzfunktion. Nach der Ausgabe der Tschebyscheff-Koeffizienten, der klassischen Merkmale und der Ergebnisse der Fourier-Analyse in Form eines Ergebnisjournals können auf Wunsch diese Daten einschließlich der Patienteninformation und der Diagnosegruppe auf eine Wechselplattenkassette abgespeichert werden. Dabei gibt es die Möglichkeit, die Patienteninformation neu über Monitor einzuschreiben oder eine Archivierung zu übergehen. Die Archivierungsnummer wird mit der zugehörigen Diagnosegruppe

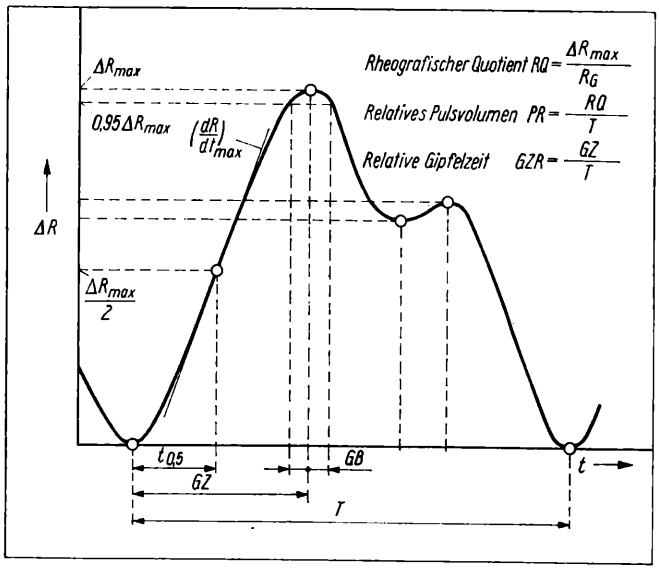


Bild 3. Darstellung der zu berechnenden Merkmale der driftkorrigierten Periode einer Impedanzfunktion

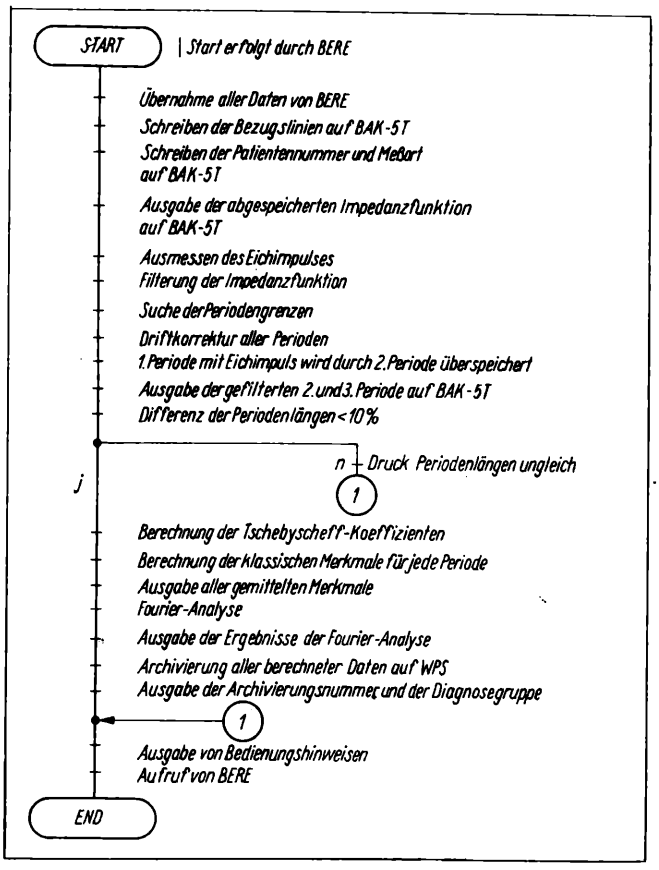


Bild 4. Bearbeitungsablauf des Auswerteprogramms RHEO

im Ergebnisjournal ausgedruckt. Die Bedienungshinweise, z. B. die Aufforderung zum Papierwechsel am BAK-5T, schließen die Auswertung einer Aufnahme ab. Das Programm RHEO ruft am Ende das Programm BERE auf, und es wird die nächste Aufnahme übernommen.

Zusammenfassung

Die vorgestellte Off-line-Auswertung ist seit etwa zwei Jahren in Betrieb. Der Rechenzeitaufwand je Impedanzfunktion liegt

bei 3 min, wobei die Hälfte dieser Zeit für die Ausgabe des Ergebnisjournals benötigt wird. Die in vier Gruppen eingeteilten pathologisch signifikanten Impedanzfunktionen werden in der Zentralstelle für Diabetes in Berlin und im Volksheilbad Bad Liebenstein mit Hilfe eines FM-Verfahrens aufgezeichnet und wöchentlich an die TH Ilmenau geschickt. Zu jedem Band gehört ein Belegschein, der die Patienteninformation, den Gewebegrundwiderstand und die Diagnose zu jeder Aufnahme beinhaltet. Archivierte Aufnahmen werden im Belegschein durch die laufende Anzahl der Abspeicherung gekennzeichnet. Über spezielle Programme ist ein schneller Zugriff zu allen gespeicherten Daten möglich. Mit der dritten Phase zur Realisierung unserer Zielstellung wird zur Zeit begonnen, in dem die Verteilungshistogramme der Merkmale berechnet werden.

Literatur

[1] *Tischmeyer, M.; Hummel, I.; Schilling, K.:* Ein universeller Meßplatz zur Bestimmung von durchblutungsabhängigen Gewebeimpedanzänderungen. Acta biol. med. germ. Bd. 34 (1975) S. 1167 – 1178.

[2] *Tischmeyer, M.:* Ein neuer Verschlußrheograph. medizintechnik 13 (1973) H. 4, S. 119 – 121.

[3] *Enger, H.; Schilling, K.; Tischmeyer, M.:* Ein neuer universeller Meßplatz zur Ermittlung von Durchblutungsgrößen auf der Grundlage der Gewebeimpedanzänderungen. Zeitschrift für die gesamte innere Medizin und ihre Grenzgebiete 28 (1973) H. 23, S. 713 – 719.

[4] *Henning, G.:* Unterlagen zu Digitalfiltern (unveröffentlicht).

[5] *Oliva, I.; Isper, J.; Kotikova, K.:* Bewertung der Form der Pulswelle mit Hilfe der hormonischen Fourier-Analyse bei Aorteninsaffizienz. Zeitschrift für Kardiologie 64 (1975) S. 461 – 471.

[6] *Sarrazin, R.; Piquard, J. F.:* Untersuchung der Arterienzirkulation der unteren Extremitäten durch die Impedanzrheographie. Firmenschrift: L'electronique appliquee.

msr 6807

Dipl.-Ing. *R. Palm*, Berlin[1])

Maximum-Likelihood-Schätzung bei Pearson-Typ-I-verteilten Prozessen

IA 1.1.6; 4.4.

0. Einleitung

Überall dort, wo sich determinierte und stochastische Prozesse überlagern, besteht die Aufgabe, sowohl den determinierten Zusammenhang aus dem stochastischen Prozeß herauszuheben als auch den stochastischen Prozeß mit seinen Kennwerten zu identifizieren. Für die Verarbeitung von statistischem Datenmaterial ist die Ausgleichs- und Regressionsrechnung zu einem unentbehrlichen mathematischen Hilfsmittel geworden [1] und [2].

Eine verbreitete Annahme für die Weiterverarbeitung von statistischem Material ist das Vorhandensein einer Gauß-Verteilung. Auf dieser Bedingung basiert die Anwendung der Methode der kleinsten Quadrate, der Ausgleichs- und der Regressionsrechnung. Liegt dagegen nicht normalverteiltes Datenmaterial vor, so sind diese Methoden keineswegs auf diese Daten anzuwenden, ohne nicht vorher die Gültigkeit dieser Verfahren zu untersuchen.

Ausgangspunkt und theoretische Begründung dafür ist die Maximum-Likelihood-Methode:

Ist

$$f(X, \hat{\mu}_1, \sigma) \tag{1}$$

die Wahrscheinlichkeitsdichte des stochastischen Prozesses, so ist bei n unabhängigen Beobachtungen

$$L(X, \hat{\mu}_1, \sigma) = \prod_{i=1}^{n} f(x_i, \mu_1, \sigma_1) \tag{2}$$

die Dichte des Zufallsvektors (mathematische Stichprobe)

$$X = (x_1, x_2, \ldots, x_n) . \tag{3}$$

Gesucht wird ein Schätzwert für μ_1 derart, daß die sog. Likelihood-Funktion, also die Dichte des n-dimensionalen Zufallsvektors X, ein Maximum annimmt. Für die Gauß-Verteilung lauten die Gln. (1) und (2):

$$f(X, \mu_1, \sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma} \exp\left(-\frac{(X-\mu_1)^2}{2\sigma^2}\right), \tag{4}$$

$$L(X, \mu_1, \sigma) = (2\pi)^{-\frac{n}{2}} \sigma^{-n} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \mu_1)^2\right). \tag{5}$$

Wenn $\hat{\mu}_1$ der Schätzwert für den unbekannten Parameter μ_1 ist, für den die beobachtete Stichprobe X die größte Wahrscheinlichkeit zukommt, so erhält man die beste Schätzung, wenn die Summe der Quadrate aus Gl. (5) zum Minimum gemacht wird:

$$Q = \sum_{i=1}^{n} (x_i - \hat{\mu}_1)^2 \Rightarrow \text{Min} . \tag{6}$$

Dieses Minimum wird erreicht für

$$\hat{\mu}_1 = \bar{x} , \tag{7}$$

d. h., der Schätzwert $\hat{\mu}_1$ entspricht dem Probemittel

$$\bar{x} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i . \tag{8}$$

Diese Schätzung ist für die Gauß-Verteilung unverzerrt (ohne systematischen Fehler) und konsistent (asymptotisch erwartungstreu).

1. Maximum-Likelihood-Schätzung für die Pearson I-Verteilung

Die Maximum-Likelihood-Methode gilt für Parameterschätzungen bei nicht-Gaußschen Prozessen nicht uneingeschränkt. Anhand der Schätzung des Mittelwertes μ_1 bei einem technisch relevanten, nicht-Gaußschen Prozeßtyp soll untersucht werden, ob diese Methode zum Ziel führt.

Gegenstand der Untersuchung ist eine Pearson-Verteilung vom Typ I [3] und [5]. Diese Verteilung sei in ihrem Definitionsbereich unimodal, konvex und i. allg. unsymmetrisch. Die Parameter der Pearson-Verteilung können vollständig aus den ersten vier Momenten des statistischen Materials gewonnen werden.

---

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik Berlin.

Der Autor dankt Herrn Dr.-Ing. *G. Härtig* von der Humboldt-Universität zu Berlin für die wertvolle und anregende Diskussion zum behandelten Themenkomplex.

Wir wenden also eine von der Momentenmethode abweichende Art der Punktschätzung für den Mittelwert μ_1 auf einen Prozeßtyp an, der durch die Ermittlung der ersten vier Momente einer konkreten Stichprobe bestimmt wird. Der vorliegende Pearson-I-Verteilungstyp mit der Prozeßvariablen u sei bereits zentriert und normiert und habe folgende Verteilungsdichte:

$$f(u, 1, 0) = K(u_1 - u)^{p_1}(u - u_2)^{p_2}. \tag{9}$$

Es gilt $K, p_1, p_2, u_1, u_2, u \in R$ sowie

$p_1, p_2 > -1$; $p_1, p_2 \neq 0$ und endlich

$u_1 > 0$,

$u_2 < 0$,

$[u_2, u_1] = \{u \in R,\ u_2 \leqq u \leqq u_1\}$.

K Formierungskonstante; R Körper der reellen Zahlen

Die der Dichte Gl. (9) entsprechende Likelihood-Funktion lautet

$$L(U, 0, 1) = \prod_{i=1}^{n} K \cdot (u_1 - (u_i - \mu_1))^{p_1} \cdot ((u_i - \mu_1) - u_2)^{p_2}. \tag{10}$$

Logarithmieren von Gl. (10) ergibt

$$\ln L = \ln K^n + \sum_{i=1}^{n} \ln [(u_1 - (u_i - \mu_1))^{p_1} \times \times ((u_i - \mu_1) - u_2)^{p_2}] \tag{11}$$

und weiter

$$\ln L = \ln K^n + \sum_{i=1}^{n} [p_1 \cdot \ln (u_1 - (u_i - \mu_1)) + + p_2 \cdot \ln ((u_i - \mu_1) - u_2)]. \tag{12}$$

Für die gesamte Likelihood-Funktion gilt

$$\ln L \to \text{Max} \tag{13}$$

und damit

$$\frac{\partial \ln L}{\partial \mu_1} = \sum_{i=1}^{n} \left[\frac{p_1}{(u_1 + \mu_1) - u_i} - \frac{p_2}{u_i - (u_2 + \mu_1)} \right] = 0. \tag{14}$$

Die Aufgabe besteht nun darin, für μ_1 einen solchen Wert zu finden, daß Gl. (14) erfüllt ist.

Aus Gl. (14) ergibt sich die Gleichung

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{u_i - (u_2 + \mu_1)}}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{(u_1 + \mu_1) - u_i}}. \tag{15}$$

Man erkennt, daß μ_1 in Gl. (15) nicht explizit dargestellt werden kann. Deshalb wird zunächst der Weg über die Methode der kleinsten Quadrate gewählt, um dessen Gültigkeit mit Gl. (15) überprüfen zu können:

Mit Gl. (6) erhält man für den gesuchten Parameter μ_1

$$\mu_1 = \bar{u} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} u_i. \tag{16}$$

Ist diese Schätzung im Sinn der Maximum-Likelihood-Methode die wirksamste Schätzung, und wird mit Gl. (16) die Gl. (15) erfüllt? Hierzu gilt folgende Überlegung:
Die Pearson-I-Verteilung wird aus den Momenten einer konkreten Stichprobe konstruiert. Ihre Parameter erhält man aus den ersten vier Momenten dieser Stichprobe. Deshalb kann an der Schätzung des Parameters μ_0 nach Gl. (16) kein Zweifel erhoben werden, da Gl. (16) zusammen mit den Schätzungen für die Momente μ_2, μ_3, und $\mu_4 \left(\mu_k^1 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} u_i^k \right)$ zu den Voraussetzungen für die Konstruktion der Pearson I-Verteilung gehört. Die grundsätzliche Frage lautet also: Ist die Maximum-Likelihood-Methode für die Schätzung von u_1 bei einer Pearson I-Verteilung anwendbar oder nicht?

Setzt man Gl. (16) als Schätzwert für μ_1 in Gl. (15) ein, so erhält man

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{u_i - (u_2 + \bar{u})}}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{(u_1 + \bar{u}) - u_i}}. \tag{17}$$

Da die Verteilung bereits auf den Mittelwert $\bar{x}$ der konkreten Stichprobe zentriert wurde, ergibt sich für den Mittelwert der zentrierten Stichprobe

$$\bar{u} = 0. \tag{18}$$

Damit lautet Gl. (17):

$$\frac{p_1}{p_2} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{u_i - u_2}}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{u_1 - u_i}}. \tag{19}$$

Für die Differenzen $u_i - u_2$ und $u_1 - u_i$ gilt stets

$$\left.\begin{aligned} u_i - u_2 &> 0 \\ u_1 - u_i &> 0 \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

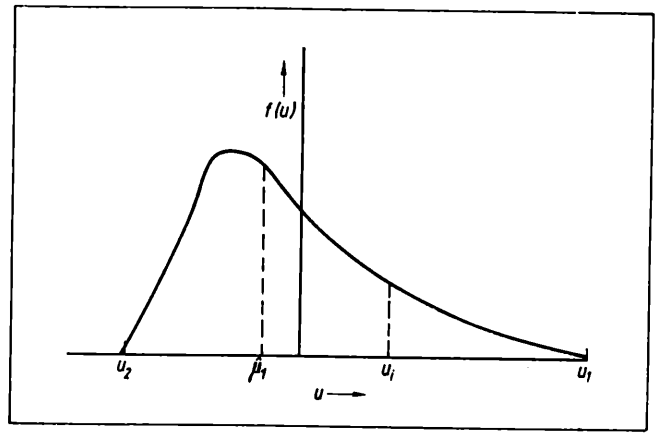


Bild 1. Verteilungsdichte nach Pearson-Typ I

(Bild 1), wobei für die diskreten Werte als Einschränkung zu Gl. (9) immer

$$u_2 < u_i < u_1 \tag{21}$$

garantiert sein muß, da sonst der Zähler oder Nenner in Gl. (19) über die Grenzen wächst. Damit ist klar, daß die rechte Seite von Gl. (19) wegen Gln. (20) und (21) stets positiv sein muß.

Andererseits gilt für die von der Lage des Mittelwertes unabhängigen Parameter p_1 und p_2

$$p_1, p_2 > -1, \tag{22}$$

d. h., daß p_1 und p_2 unterschiedliche Vorzeichen haben können, was aber sofort zu einem Widerspruch mit Gl. (19) führt. Damit ist gezeigt, daß Gl. (16) sich nicht aus den Gln. (14) bzw. (15) gewinnen läßt.

Es stellt sich nun die Frage, ob es überhaupt einen Schätzwert $\hat{\mu}_1$ für μ_1 gibt, für den Gl. (15) erfüllt ist. Aus Gl. (15) folgt, daß

für einen solchen Parameter immer

$$\left.\begin{aligned} &u_1 \neq u_2 + \hat{\mu}_1 \\ \text{und}\quad &\\ &u_i \neq u_1 + \hat{\mu}_1 \end{aligned}\right\} \tag{23}$$

gelten muß, da bei Gleichheit in beiden Fällen entweder Zähler oder Nenner von Gl. (15) unendlich groß werden.

Dieses widerspricht der Endlichkeit des Verhältnisses p_1/p_2 (s. Gl. (9)). Sowohl Gl. (21) als auch Gl. (23) kann als Einschränkung nicht zugelassen werden, da nach der Voraussetzung von Gl. (9) u_i im gesamten Intervall (u_2, u_1) erklärt ist.

2. Applikationsbeispiel

Aus dem Kombinat Automatisierungsgeräte liegen statistische Meßwerte vor, die an Verstärkerbaugruppen gewonnen wurden. Es wurde der Pearson I-Verteilungstyp mit folgenden Verteilungsparametern identifiziert [6]:

$$\left.\begin{aligned} \sigma &= 1 \\ \mu_0 &= 0 \\ u_1 &= 7{,}01 \\ u_2 &= -1{,}52 \\ p_1 &= 6{,}93 \\ p_2 &= 0{,}72\,. \end{aligned}\right\} \tag{24}$$

Für diese Meßwerte wurden Regressionspolynome ersten bis dritten Grades berechnet:

$$\left.\begin{aligned} \text{I}\quad \hat{c}(t_i) &= -0{,}0872 + 0{,}003827 \cdot t_i \\ \text{II}\quad \hat{c}(t_i) &= 0{,}8514 - 0{,}124163 \cdot t_i + 0{,}002844 \cdot t_i^2 \\ \text{III}\quad \hat{c}(t_i) &= 1{,}5365 - 0{,}31757 \cdot t_i + 0{,}013703 \times \\ &\quad \times t_i^2 - 0{,}0001609 \cdot t_i^3\,. \end{aligned}\right\} \tag{25}$$

Bild 2 zeigt die Regressionskurven.

Für diesen Prozeß wurde auch Gl. (17) berechnet:

$$\frac{p_1}{p_2} = 9{,}63\,,$$

$$\frac{\sum_{i=1}^{45} \frac{1}{u_i + 1{,}52}}{\sum_{i=1}^{45} \frac{1}{7{,}01 - u_i}} = 3{,}46\,. \tag{26}$$

Die hohe Abweichung in Gl. (26) zeigt deutlich, daß Gl. (16) keine Schätzung im Sinne von Gl. (15) ist.

Das Beispiel eines Prozesses mit negativem Verhältnis p_1/p_2 weist auf den Widerspruch in Gl. (19) hin:

$$\left.\begin{aligned} \sigma &= 1 \\ \mu_1 &= 0 \\ u_1 &= 1{,}877 \\ u_2 &= -1{,}496 \\ p_1 &= 0{,}007 \\ p_2 &= -0{,}197\,. \end{aligned}\right\} \tag{27}$$

Gleichung (17) berechnet sich zu

$$\frac{p_1}{p_2} = -0{,}035$$

$$\frac{\sum_{i=1}^{200} \frac{1}{u_i + 1{,}496}}{\sum_{i=1}^{200} \frac{1}{1{,}877 - u_i}} = 1{,}22\,. \tag{28}$$

Zusammenfassung

Während die Gauß-, Bernoulli-, Poisson- und Gleichverteilung Verteilungen sind, bei denen die Maximum-Likelihood-Methode zur Konstruktion von Punktschätzungen angewandt werden kann, gilt dieses für die Pearson I-Verteilung nicht. Bei der Anwendung der Regressionsanalyse auf instationäre Pearson-I-Prozesse gilt es, die Wirksamkeit der Regressionsrechnung und damit der Methode der kleinsten Quadrate nachzuweisen.

Das Ergebnis ist:

Da die Pearson-I-Verteilungsdichte aus Momentenschätzungen einer konkreten Stichprobe gewonnen wird, ergibt sich aus der Methode der kleinsten Quadrate sofort der Mittelwert $\hat{\mu}_1$ bzw. die Mittelwertlinie $\hat{c}(t_i)$. Die Maximum-Likelihood-Methode versagt bei der Bestätigung dieses Ergebnisses, da sie zu Widersprüchen führt.

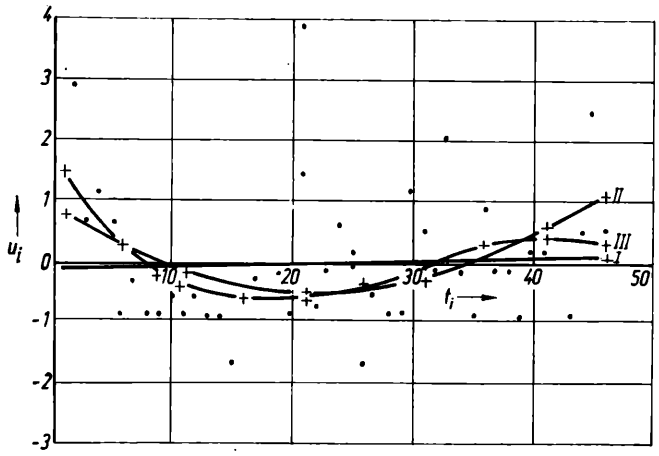


Bild 2. Regressionskurven ersten, zweiten und dritten Grades für einen Pearson-I-verteilten Prozeß

Es läßt sich aber auch zeigen, daß im gesamten Pearson-System [3], den Typ II und die Normalverteilung ausgenommen, die Maximum-Likelihood-Methode versagt, weil die Likelihood-Funktion jeweils verschwindet. In diesem System von Verteilungsdichten bleibt daher die Momentenmethode die geeignetste Form der Parameterschätzung.

Literatur

[1] *Ludwig, R.:* Methoden der Fehler- und Ausgleichsrechnung. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1969.

[2] *Smirnow, W.; Dunin-Barkowski, I. W.:* Mathematische Statistik in der Technik. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1963.

[3] *Härtig, G.:* Ein Beitrag zur statistischen Fehlertheorie für nicht-Gaußsche Meßwertverteilungen. Dissertation, Humboldt-Universität zu Berlin 1976.

[4] *Palm, R.; Härtig, G.:* Ein Ansatz zur Darstellung und Identifikation von Driftfaktoren bei Prozessen mit instationärem Verhalten. Wiss. Zeitschr. der Humboldt-Universität zu Berlin (1978) H. 2, S. 143 bis 148.

[5] *Suiter, D.:* Näherung der Wahrscheinlichkeitsdichten von Netzwerkfunktionen durch Pearsonsche Kurven. A. E. Ü. Bd. **31** (1977) H. 11, S. 441 – 480.

[6] Industrielle Datensätze aus dem Kombinat Automatisierungsgeräte (EAW Berlin) im Rahmen der Untersuchungen zu [3].

msr 6804

Vorteile,
die es zu nutzen gilt!

URSAMAR 4000

Elektronische Regler im Bausteinsystem
- universell einsetzbar
- beliebig kombinierbar
- hohe Zuverlässigkeit durch integrierte Schaltkreise und Netzwerke
- wahlweise Rechneranschluß und Parameterferneinstellung

Temperaturregler

- Meßwerklos
- interner Leitungsabgleich
- einstellbare Grenzwertkontaktgabe
- elektronische Rückführung
- erschütterungsunempfindlich
- breites Sortiment für nahezu alle Anwendungsfälle

Systemgerechte Automatisierung und Rationalisierung mit zuverlässigen und zweckmäßigen Geräten der BMSR-Technik.

Unsere Geräte sichern Ihren Erfolg und gewährleisten
- hohe Funktionssicherheit
- vielseitige Kombinationsmöglichkeit
- Wartungsfreiheit
- höhere Wirtschaftlichkeit

Lüftungsregler

- Festwertregler

zur temperaturabhängigen Lüftungsregelung, insbesondere in der Landwirtschaft, mit umfangreichen Überwachungsfunktionen

Dreipunktregler

- universell einsetzbar
- hohe Zuverlässigkeit durch integrierte Schaltkreise und Netzwerke
- kompakte Ausführung
- Anpassung durch diverse Regelbereiche
- Verwendung zur Regelung von Heizung, Klima, Feuchte oder anderer technologischer Prozesse

Ausführliche Informationen
erhalten Sie über unsere Werbeabteilung

VEB Wetron Weida

DDR 6508 Weida, Geraer Straße 36

Telefon: 790 und 201 · Telex: 587721 · Telegramme: Wetron Weida

HEIM-ELECTRIC
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

Dr.-Ing. *R. Wolf* und Dipl.-Ing. *K. Fiedler*, Magdeburg[1])

Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (XVII)

Spannungs- und temperaturabhängige Halbleiterwiderstände

IA 4.0.

2.4. Kaltleiter

Kaltleiter sind temperaturabhängige Widerstände mit einem positiven TK-Wert. Gelegentlich werden sie — im erweiterten Sinne — als Thermistoren bezeichnet und erhalten die Kurzform TP-Widerstand. Im Bild 20 ist die Kennlinie dieser Bauelemente zu sehen.

TP-Widerstände haben innerhalb des Sprungbereiches einen Widerstandsanstieg um den Faktor 10^3 ... 10^4, bezogen auf den Anfangswert. Eine allgemeine analytische Umschreibung ihres Verhaltens gibt es nicht, so daß man bei ihrer Anwendung auf die Kenntnis der Kennlinie angewiesen ist. Die Strom/Spannungs-Kennlinie wird im Bild 21 gezeigt.

TP-Widerstände werden fertigungsbedingt mit einer hohen Toleranz für den Kaltwiderstand R_{20} (bei $\pm 50\%$) ausgeliefert. Gegenüber den genaueren TN-Widerständen werden TP-Widerstände nur in ziemlich begrenztem Umfang eingesetzt. Hauptanwendungsgebiete sind:

- thermischer Grenzwertschalter, z. B. als Überlastungsschutz bei Motoren
- Flüssigkeitsstandsmessung nach dem Eintauchverfahren
- Stromkonstanthalter.

Der Widerstand R_{20} liegt zwischen 30 Ω (TP-10) und 60 Ω (TP-4, TPM), die Sprungtemperatur liegt bei 50 ... 120 °C (je nach Typ) und die Maximaltemperatur zwischen 130 ... 190 °C. Die maximale Betriebsspannung beträgt 30 ... 40 V.
Glühlampen weisen ebenfalls typisches Kaltleiterverhalten auf und werden häufig zur Amplitudenstabilisierung von RC-Generatoren verwendet.

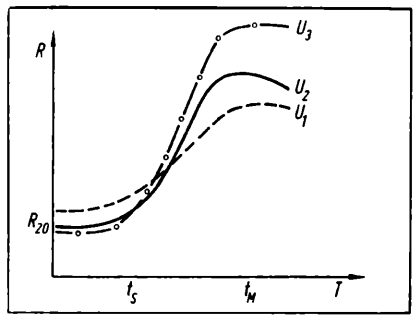


Bild 20. Kennlinie eines Kaltleiters ($U_1 > U_2 > U_3$)
R_{20} Widerstand bei $T = 20$ °C; t_S Sprungtemperatur; t_M Maximaltemperatur

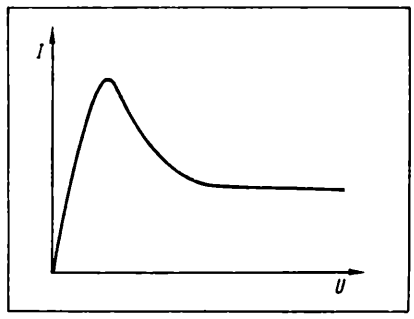


Bild 21. I/U-Kennlinie eines Kaltleiters

Literatur

[1] Keramische Halbleiterwiderstände. VEB Keramische Werke Hermsdorf, Ausgabe 1967.
[2] Arbeitsblätter Nr. 10, 13, 17, 31. Elektronik. München: Franzis-Verlag GmbH.
[3] *Rumpf, K.-H.:* Bauelemente der Elektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1967.

msr 6600

Verstärkung kleiner Gleichspannungen und -ströme mit Modulationsverstärkern

0. Einleitung

Eine Vielzahl von aktiven Meßwertaufnehmern für physikalische Größen liefern als Ausgangsgröße kleine Gleichspannungen und -ströme (Thermoelemente, Analysenmeßzellen, piezoelektrische Geber usw.). Häufig werden auch die Ausgangsgrößen von passiven Gebern (Widerstandsthermometer, Widerstandsferngeber usw.) in derartige Größen umgewandelt. Die Bearbeitung kleiner Gleichspannungen und -ströme hat damit eine große Bedeutung bei der Meßwertverarbeitung in zu automatisierenden Anlagen (Umwandlung in Einheitssignale).

1. Verstärkung kleiner Gleichgrößen

1.1. Forderungen

In Automatisierungsgeräten, z. B. Meßumformern, müssen für die überwiegende Anzahl der Anwendungsfälle Gleichspannungen in der Größenordnung von 1 mV mit Genauigkeiten $\pm 1\%$ und Temperaturfehlern von 0,5%/10 K Temperaturänderung verstärkt werden. Das ergibt Auflösungsgrenzen von 10 µV bei Temperaturfehlern von 0,5 µV/K im Temperaturbereich -25 ... $+80$ °C.
Für bestimmte Spezialanwendungen müssen Spannungen bis zu 10^{-8} V und Ströme bis zu 10^{-16} A verarbeitet werden. Diese Aufgaben sind aber Spezialgeräten vorbehalten, auf die hier nicht eingegangen werden soll.

1.2. Realisierung

Bei direkter Verstärkung ist eine Trennung vom verstärkten Nutzsignal und Signalen, die durch Energiequellen- und Driftstörungen entstehen, nicht möglich. Allgemein lautet die Beziehung für die Verstärkung

$$U_a(t) = (V + \Delta V) \cdot (U_e(t) + U_0 + \Delta U_0) . \qquad (1)$$

Hierin ist $U_e(t)$ das eigentliche Nutzsignal, während U_0 Störsignale darstellt. Die Verstärkung V und die Störungen U_0 sind abhängig von der Temperatur, der Speisung und der Zeit ΔV; $\Delta U_0 = f(\vartheta, U_s, t) \cdot \Delta V$ und ΔU_0 bestimmen die Genauigkeit der Verstärkung. Sie müssen durch die Technik des Verstärkers in bestimmten Grenzen gehalten werden.
Der Anteil $\Delta V(\vartheta, U_s, t)$ ist verstärkungsäquivalent. Er stellt eine Kennliniendrehung dar, die sich durch Gegenkopplung reduzieren läßt (Bild 1).

Unter der Annahme hoher Leerlaufverstärkung V wird

$$V_{res} = \frac{K}{1 + K \cdot V} , \qquad (2)$$

d. h., die resultierende Verstärkung V_{res} ist nur noch von dem stabilen Gegenkopplungsnetzwerk abhängig.
Störungen durch Verstärkungsänderung werden als multiplikative Störungen bezeichnet (Kennliniendrehung entspricht

[1]) Teil XVI erschien im Heft 8/1979.

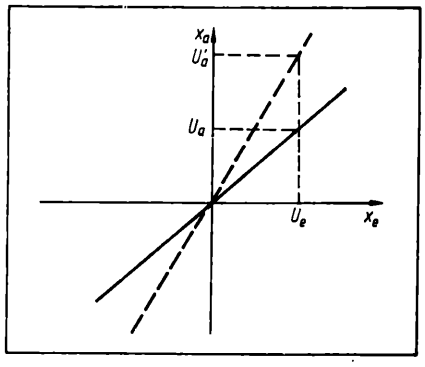


Bild 1. Störung durch Verstärkungsänderung

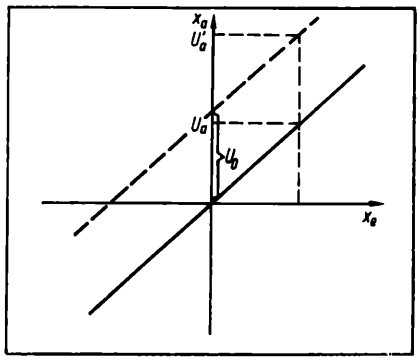


Bild 2. Störung durch Offset

Multiplikation aller Kennlinienwerte mit konstantem Faktor). Der Anteil $U_0 + \Delta U_0 = (\vartheta, U_s, t)$ wird als Offset bezeichnet und ist signaläquivalent (Nullpunktverschiebung). Er äußert sich in einer Parallelverschiebung der Verstärkerkennlinie (Bild 2).

Man unterscheidet zwischen dem direkt als Eingangsspannung wirkenden Spannungs-Offset (konforme Störgröße) und dem Strom-Offset, der als Spannungsabfall über den Widerständen des Eingangskreises wirkt (duale Störgröße). Der feste Anteil U_0 läßt sich durch Nullpunktabgleich des Verstärkers beseitigen (Offset-Abgleich). Die Beseitigung des Anteils $\Delta U_0(\vartheta, U_B, t)$ (Offset-Drift) erfordert einen hohen Aufwand. Möglich sind die periodische Kompensation der Offset-Drift durch zeitliche Aufteilung der Verstärkerfunktion in Meßphase und Kompensationsphase (driftkompensierte Gleichspannungsverstärker) oder die frequenzmäßige Trennung von Nutzsignal und Störsignal (Zerhackerprinzip) [3].

Die Tafel enthält hierzu folgende Daten aus der Praxis [4]. Für besonders hohe Anforderungen werden mechanische Schaltkontakte, Schwingkondensatoren und Modulatoren mit Fotowiderständen eingesetzt. In der Automatisierungstechnik haben sie wegen ihres hohen Aufwands bzw. ihrer geringen Zuverlässigkeit (Stoß- und Schwingungsfestigkeit) keine Bedeutung.

Der µA 726 stellt als elektronisches Bauelement eine Möglichkeit zur Reduzierung der Offset-Drift dar. In ihm wird ein Transistorpaar durch Regelung auf konstanter Temperatur gehalten, wobei davon ausgegangen wird, daß der temperaturabhängige Anteil der Offset-Drift den größten Einfluß hat. In Automatisierungsgeräten, speziell Meßumformern, ist das Prinzip wegen des hohen Leistungsumsatzes nicht verwendbar.

Tafel. Daten von Gleichspannungsverstärkern

direkte Verstärkung	Offset-Spannung in mV	Temperaturdrift Offset-Spannung in µV/K	Offset-Strom in nA
A 109	0,5 ... 7,5	1,9 ... 25	40 ... 500
MAA 725	0,5 ... 2,5	1,2 ... 4	2 ... 35
MA 3005	2,6		1400
µA 726	1	0,2	10
driftkompensierte Verstärker		0,2 ... 0,5	
Zerhacker-verstärker			
Dioden-Zerhacker		20	
C-Dioden-Zerhacker		1	
Transistor-Zerhacker		1	
Gegentakt-Transistor-Zerhacker		0,5	
FET-Zerhacker		0,2	

2. Prinzip des Zerhackerverstärkers

Im Zerhackerverstärker erfolgt die Signalverarbeitung in drei Stufen (Bild 3):

- Zerhacker (Umsetzung der Eingangsspannung in eine Wechselspannung durch Amplitudenmodulation)
- Verstärker (driftfreie Wechselspannungsverstärkung)
- Demodulator (phasenempfindliche Gleichrichtung und Integration der Wechselspannungsanteile).

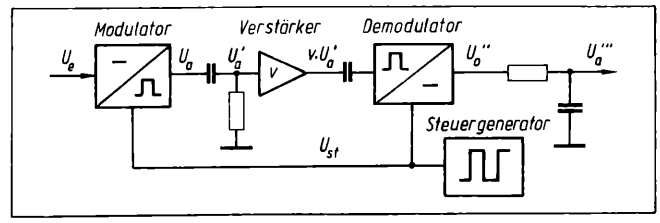


Bild 3. Prinzip des Zerhackerverstärkers

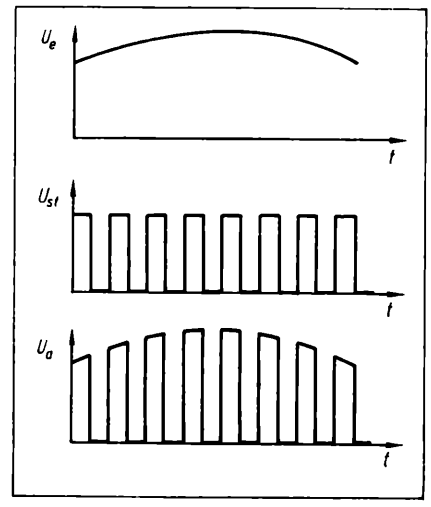


Bild 4. Wirkungsweise des Modulators

Die Demodulation wird phasenempfindlich durchgeführt, um das Vorzeichen der Signalspannung zu erhalten.

Durch dieses Prinzip wird die Stabilität des Verstärkers hauptsächlich durch den Modulator bestimmt, da er die einzige Baugruppe ist, in der die Eingangsspannung auftritt. Zufällige Störungen (Rauschen, Brummen) lassen sich durch Filterung (Bandbegrenzung) beseitigen.

Der Generator stellt die Steuerspannung für Modulator und Demodulator bereit und bestimmt damit die Frequenz des zu verstärkenden Wechselspannungssignals. Die Wirkungsweise von Modulation und Demodulation ist in den Bildern 4 und 5 dargestellt. Die Zerhackerfrequenz wird größer als die maximale Signalfrequenz gewählt, so daß die im Bild 4 dargestellte Umformung stattfindet.

msr 6800 (Beitrag wird fortgesetzt)

Zur physikalisch-technischen Herausbildung der Definition und Darstellung der Basiseinheiten des Internationalen Einheitensystems (Teil III)[1)]

IA 6.1

3.3. *Die Ephemeriden-Sekunden (Fortsetzung)*

Im Jahre 1956 entschied das Internationale Komitee für Maß und Gewicht in Anlehnung an die Beschlüsse der IAU: „Die Sekunde ist der 31 556 925,749 7te Teil des tropischen Jahres für 1900, Januar 0, 12 Uhr Ephemeridenzeit" ([3], S. 30). Dieser Beschluß wurde im Jahre 1960 von der 11. Generalkonferenz in ihrer Resolution 9 bestätigt ([3], S. 32). Bereits 1958 war die Definition in die Tafel der gesetzlichen Einheiten der DDR übernommen worden ([11], S. 6.).

Schwierig war, daß die Sekunde auf der Basis dieser Definition nicht direkt dargestellt werden konnte. Man mußte dazu die Mondbewegung einbeziehen ([25]), S. 16).

3.4. *Die Atom-Sekunde*

Die Bindung der Definition der Zeiteinheit an die Beobachtungen im Makrokosmos ist kompliziert und unhandlich. Außerdem sind die betreffenden astronomischen Vorgänge im Rahmen der geforderten Präzision keineswegs unwandelbar. So hat man sich wie bei der Neudefinition der Längeneinheit auch für die Frequenz- oder Zeiteinheit nach atomaren Vorgängen umgesehen, die nach unseren derzeitigen physikalischen Erkenntnissen von äußeren Einflüssen unabhängig und konstant sind. Als ein solches unveränderliches Naturphänomen sind die Eigenfrequenzen ungestörter Atome und Moleküle zu betrachten. Dazu kommt, daß die experimentelle Handhabung der entsprechenden hohen Frequenzen inzwischen einen Stand erreicht hat, bei dem der Vergleich von atomaren oder molekularen Resonanzfrequenzen untereinander viel genauer und schneller möglich ist als der Anschluß solcher Frequenzen an die Zeiteinheiten der Astronomie. So ist die Entwicklung von sogenannten Atom- und Moleküluhren ein breites wissenschaftliches Programm geworden.

Mit dem Problem der Neudefinition der Sekunde haben sich die 11. Generalkonferenz 1960 und die 12. Generalkonferenz 1964 befaßt. Erst die 13. Generalkonferenz 1967/68 sah ein atomares Cäsium-Frequenznormal als ausreichend erprobt an. In der Resolution 1 hieß es deshalb: „Die Einheit der Zeit des Internationalen Einheitensystems ist die mit folgendem Wortlaut definierte Sekunde: ‚Die Sekunde ist das 9 192 631 770-fache der Periodendauer der dem Übergang zwischen den beiden Hyperfeinstrukturniveaus des Grundzustandes von Atomen des Nuklids ^{133}Cs entsprechenden Strahlung' " ([3], S. 39).

In der DDR wurde diese Definition in die Tafel der gesetzlichen Einheiten von 1968 aufgenommen ([14], S. 11).

Die Darstellung und Bewahrung der Zeit- und Frequenzeinheit im ASMW basiert auf einer Gruppe von sekundären atomaren Frequenznormalen (Cs-Gaszellen-Resonatoren) und fünf Quarzgeneratoren, die laufend untereinander sowie mit international anerkannten Normalfrequenzsendern und Zeitinstituten verglichen werden [26]. Die relative Unsicherheit der Darstellung und Bewahrung der Zeit- und Frequenzeinheit beträgt im ASMW $1 \cdot 10^{-10}$. Vorgesehen ist eine Verringerung auf $1 \cdot 10^{-12}$ durch den Bau eines primären atomaren Frequenznormals ([12], S. 22).

3.5. *Zeitskalen*

Atomuhren stellen nicht nur bezüglich ihrer Präzision, sondern auch prinzipiell eine Neuerung dar. Während eine Uhr traditionell nur ein Gerät für die Interpolation zwischen astronomisch definierten Zeitpunkten ist, sind manche Atomuhren primäre Zeitnormale, die eine sogenannte atomare Zeitskale liefern ([23], S. 409). Diese Atomzeit-Skale hat man von der Weltzeit-Skale zu unterscheiden, die auf astronomischen Bewegungsabläufen beruht.

Für die Internationale Atomzeit (TAI) hat das Internationale Komitee für Maß und Gewicht im Oktober 1970 die folgende Definition angenommen: „Die Internationale Atomzeit ist die vom Internationalen Büro für die Zeit hergestellte Zeitmarkenkoordinate auf der Basis der Anzeigen von in verschiedenen Instituten entsprechend der Definition der Sekunde, der Zeiteinheit des Internationalen Einheitensystems, betriebenen Atomuhren" ([3], S. 44).

Da neben der Atomzeit TAI für viele Zwecke (z. B. Astronomie, Navigation usw.) auch zu jeder Zeit die an den Drehwinkel der Erde gebundene Weltzeit zur Verfügung stehen muß und da zwischen beiden ständig ein definierter Zusammenhang bestehen sollte, wurde 1972 eine sogenannte Koordinierte Weltzeit-Skale (UTC) herausgegeben. UTC entsteht aus TAI durch Einfügen von Schaltsekunden. Die Einfügung (oder auch Auslassung) wird vom Internationalen Büro für die Zeit (BIH) jeweils so festgelegt, daß UTC mit der durch die Rotation der Erde definierten Zeit mit einer Näherung von weniger als 0,9 s in Übereinstimmung bleibt. Die Differenz TAI minus UTC betrug am 1. Januar 1977 16 s. Zusätzlich sind die gesetzlichen Zeiten in den meisten Ländern um eine ganze Zahl von Stunden verschoben (Zonenzeiten und sogenannte Sommerzeit) ([3], S. 50).

Die Verwendung von UTC wurde von der 15. Generalkonferenz 1975 mit der Resolution 5 empfohlen. Es wurde festgestellt, „daß diese Koordinierte Weltzeit der Bürgerlichen Zeit zugrunde liegt, deren Anwendung in den meisten Staaten gesetzlich ist" ([3], S. 45).

4. Zur Entwicklung der elektrischen Einheiten

4.1. *Die absoluten elektrischen CGS-Einheiten*

Die Entwicklung der Definition der elektrischen und magnetischen Einheiten war von Anfang an auf mehrere dieser Einheiten gleichzeitig bezogen und mit ihrem Anschluß an die mechanischen Einheiten verknüpft. Eng damit hing die Frage nach der Anzahl der elektrischen Basiseinheiten (früher: Grundeinheiten) zusammen. Die Bemühungen von *Gauß* und *Weber* im vorigen Jahrhundert waren dadurch gekennzeichnet, Einheitensysteme ohne eine solche elektrische Basiseinheit zu schaffen und nur mit drei mechanischen Basiseinheiten auszukommen. So wurden die sogenannten absoluten elektrischen und magnetischen Einheiten im Rahmen von Dreier-Systemen definiert. Es entstanden das elektrostatische, das elektromagnetische und das symmetrische Dreiersystem, die zunächst alle noch auf Millimeter, Milligramm und Sekunde bezogen waren. Zum Beispiel war die absolute Stromstärkeeinheit im elektrostatischen System durch $mm^{3/2} \cdot mg^{1/2} \times \times s^{-2}$ gegeben [27].

Im Jahre 1873 wählte das von der British Association for the Advancement of Science (BAAS) eingesetzte Committee for the Selection and Nomenclature of Dynamical and Electrical Units das Zentimeter als Bezugseinheit der Länge und legte als gemeinsames Basiseinheiten-System für Mechanik und Elektrodynamik das CGS-System fest ([28], S. 207).

In der physikalisch-technischen Praxis hatte die BAAS bereits die Namen *Ohm* und *Volt* für durch Normale dargestellte praktische Einheiten des Widerstandes und der Spannung festgelegt. Die Einheit der Stromstärke ergab sich aus Volt/Ohm und wurde in England Weber genannt. Die englische Stromstärke-Einheit Weber entsprach also dem späteren Ampere.

In Deutschland und in einigen anderen Ländern wurde mit Weber die elektromagnetische CGS-Einheit der Stromstärke bezeichnet, die das Zehnfache der englischen Einheit betrug. Dieser Umstand schuf manche Verwirrung, worüber *Helmholtz* schrieb: „Das ist nun eine ganze Zeit lang so gegangen; eng-

[1)] Teil II erschien im Heft 8/1979.

lische Angaben gingen in deutsche Bücher über und deutsche in englische, die bald die eine, bald die andere Einheit meinten, wodurch schließlich eine gründliche Konfusion entstand ... Ich selbst habe es erst vor zwei Jahren bemerkt und meine Schüler darauf aufmerksam gemacht. Es ist durchaus nötig, den Namen Weber von dieser Zweideutigkeit zu befreien" ([29], S. 488).

Um die elektrischen Einheiten im Rahmen eines elektromagnetischen Dreier-Systems in technisch besser handhabbare Größenordnungen bringen zu können, hatte *Maxwell* vorgeschlagen, bei ihrer Definition als Längeneinheit 10^9 cm (also ungefähr die Länge eines Erdquadranten), als Masseeinheit 10^{-11} g und als Zeiteinheit die Sekunde zugrunde zu legen. Von der vorgeschlagenen Längeneinheit her hat dieses System auch seinen Namen erhalten: Maxwells Quadrantsystem ([30], 2. Band, S. 320). Die elektrischen Einheiten für Strom, Spannung und Widerstand besaßen in diesem System den Betrag des Ampere, Volt und Ohm, wie sie dann 1881 vereinbart wurden.

4.2 Die internationalen elektrischen Einheiten

Bis zum Jahre 1880 hatten die in der Elektrotechnik führenden Länder keine gemeinsamen Stromstärke- und Widerstandseinheiten. Die rasche Entwicklung der elektrotechnischen Industrie forderte jedoch vereinheitlichende Festlegungen. Erste Versuche dazu wurden auf den Pariser Kongressen der Jahre 1881 bis 1884 unternommen. Wie wichtig solche Vereinbarungen zur damaligen Zeit waren, betonte *Helmholtz* im Dezember 1881 in einem Vortrag im Elektrotechnischen Verein, der ein Jahr zuvor gegründet worden war: „Die Elektrotechnik hat sich allmählich so weit entwickelt, daß sie jetzt ungeheure Kapitalien in Anspruch nimmt und eine außerordentlich rege Industrie repräsentiert. Unter diesen Umständen kann es nicht fehlen, daß Streitfragen, welche dieselbe betreffen, vor die Gerichte kommen und sich die Notwendigkeit fühlbar macht, die Sache gesetzlich zu ordnen, namentlich die Maßeinheiten festzustellen, auf die man bei solchen Entscheidungen zurückgehen kann" ([29], S. 482).

Auf dem an die Pariser Weltausstellung 1881 sich anschließenden 1. Internationalen Elektrizitätskongreß wurden fünf Einheiten als „absolute praktische" elektrische Einheiten über Zehnerpotenzen der entsprechenden elektromagnetischen CGS-Einheiten festgelegt und mit Namen von bedeutenden Wissenschaftlern belegt ([31], S. 31):

1 Ampere	=	10^{-1} elm. CGS-Stromstärkeeinheiten
1 Volt	=	10^8 elm. CGS-Spannungseinheiten
1 Ohm	=	10^9 elm. CGS-Widerstandseinheiten
1 Farad	=	10^{-9} elm. CGS-Kapazitätseinheiten
1 Coulomb	=	10^{-1} elm. CGS-Ladungseinheiten

Die Darstellung dieser Einheiten durch Normale war zunächst meßtechnisch noch nicht ausgereift. Erst der 4. Internationale Elektrizitätskongreß, der anläßlich der dortigen Weltausstellung im Jahre 1893 in Chikago stattfand, brachte wichtige Fortschritte.

Die Widerstandseinheit Ohm sollte dargestellt werden „durch den Widerstand einer Quecksilbersäule von durchweg gleichen Querschnitt gegenüber einem unveränderlichen elektrischen Strom bei der Temperatur des schmelzenden Eises, deren Masse 14,4521 Gramm und deren Länge 106,3 Zentimeter beträgt" ([32], S. 70).

Die Stromstärkeeinheit Ampere wurde „für den praktischen Gebrauch genügend genau dargestellt durch den unveränderlichen elektrischen Strom, welcher beim Durchgang durch eine wäßrige Silbernitratlösung gemäß anliegender Vorschrift Silber im Betrag von 0,001 118 Gramm pro Sekunde niederschlägt" ([32], S. 70).

Der Kongreß ging aber noch weiter und schlug in Übereinstimmung mit den Vorarbeiten für den Entwurf eines englischen Gesetzes für elektrische Einheiten von 1891 auch noch die unabhängige Definition einer Spannungseinheit vor. Das Clarksche Normalelement wurde als Spannungsnormal mit 1,434 V bei 15 °C angenommen ([33], S. 42).

Man hatte damit als Vergegenständlichung der absoluten elektrischen Einheiten (in Gestalt der elektromagnetischen CGS-Einheiten) die sogenannten internationalen Einheiten bestimmt. Dabei waren die Zahlenwerte für die Länge der Quecksilbersäule und für die abgeschiedene Silbermenge auf vier gültige Ziffern festgelegt worden, so daß die empirischen mit den absoluten Einheiten innerhalb der damals erreichbaren Meßunsicherheit zunächst noch übereinstimmten.

Eine Überbestimmung bedeutete jedoch die zusätzliche Festlegung des internationalen Volt als einer dritten elektrischen Basiseinheit. Es ergaben sich große Schwierigkeiten, als man fand, daß der für das Clark-Element angenommene Wert um 0,1% höher war als der aus dem Ohmschen Gesetz über Ohm und Ampere berechnete Wert ([33], S. 42).

Der Internationale Elektrizitätskongreß von 1893 hatte den Hauptzweck, die in den ökonomisch fortgeschrittensten Ländern anstehende Gesetzgebung über elektrische Einheiten vorzubereiten. In den USA, England und Frankreich wurden bald Gesetze auf der Basis der Beschlüsse dieses Kongresses erlassen. Die Länder kamen auch sofort in die oben genannten Schwierigkeiten bezüglich des ungenauen EMK-Wertes des Clark-Elements ([33], S. 43).

Deutschland war dem Vorgehen dieser Länder nicht gefolgt. In dem Gesetz über die elektrischen Einheiten von 1898 [34] wurden lediglich die Definitionen für das Ampere und das Ohm übernommen. Das Volt wurde über Ohm und Ampere definiert. Die Physikalisch-Technische Reichsanstalt war für die Ausgabe amtlich beglaubigter Widerstände und galvanischer Normalelemente zur Ermittlung der Stromstärken und Spannungen verantwortlich. Weiter hatte sie die amtliche Prüfung und Beglaubigung der elektrischen Meßgeräte zu überwachen ([34], S. 906).

Die internationalen Bestrebungen zur Vereinheitlichung der elektrischen Einheiten und der entsprechenden Gesetze der Länder gingen weiter. Auf der im Oktober 1908 in London stattfindenden Internationalen Konferenz über elektrische Einheiten und Normale wurden für die weitere Entwicklung wichtige Beschlüsse gefaßt. Entsprechend den gestiegenen Anforderungen an die Meßgenauigkeit fügte man den Zahlen 106,3 in der Ohm-Definition und 0,001 118 in der Ampere-Definition noch je zwei Nullen hinzu. Damit wurde jedoch der Grundstein für die Ablösung dieser internationalen Einheiten von den absoluten Einheiten des elektromagnetischen CGS-Systems gelegt [33].

Bereits auf dieser Konferenz wurde auch der Gedanke geäußert, für den langfristigen Vergleich von elektrischen Einheiten und Normalen die Gründung eines internationalen elektrischen Laboratoriums und einer internationalen Kommission für elektrische Einheiten vorzuschlagen. In den Jahren nach dem 1. Weltkrieg waren es dann die Organe der Meterkonvention, die diese internationale Zusammenarbeit übernahmen. Die 6. Generalkonferenz für Maß und Gewicht schlug 1921 vor, den Arbeitsplan des Internationalen Büros für Maß und Gewicht um die Arbeiten an elektrischen Einheiten zu erweitern [32].

Im Jahre 1927 wurde der Wortlaut der Internationalen Meterkonvention entsprechend ergänzt [4]. Im gleichen Jahr nahm das Beratende Komitee für Elektrizität (CCE) seine Arbeit auf ([3], S. 56). 1931 begann man mit dem Vergleich der Normalelemente und Normalwiderstände der verschiedenen Staatsinstitute. Die Ergebnisse dieser Vergleichsmessungen wurden seit 1933 veröffentlicht. Die Mittelwerte dieser Messungen wurden als das mittlere internationale Volt und das mittlere internationale Ohm bezeichnet ([28], S. 217).

4.3. Die absoluten elektrischen MKSA-Einheiten

Gegen die weitere Benutzung der internationalen elektrischen Einheiten und die Art ihrer Darstellung wurden im Laufe der Zeit von verschiedenen Seiten Einwände erhoben [33]:

- Vom Standpunkt eines allgemeinen physikalischen Einheitensystems setzte sich immer mehr die Auffassung durch, daß nach Kenntnis und Darstellungsart der Elektrodynamik neben drei mechanischen Basiseinheiten nur eine elektrische Basiseinheit zu treten habe.

msr 6756 (Beitrag wird fortgesetzt)

Prof. E. G. Schramkov 85 Jahre

Am 19. Oktober 1979 begeht der langjährige Leiter des Lehrstuhles für Informationsmeßtechnik am Leningrader Polytechnischen Institut „M. I. Kalinin", Prof. Dr. *E. G. Schramkov*, seinen 85. Geburtstag. Die Entwicklung der Meßtechnik und der zugehörigen Geräteindustrie in der UdSSR ist über fast zwei Generationen mit seinem Namen verbunden. Die Stationen seines an Erfolgen und Ehrungen reichen Lebens sind ein Spiegelbild dieser von ihm über die Grenzen der UdSSR hinaus mitgeprägten Wissenschaftsdisziplin. Prof. *Schramkov* begann seine berufliche Laufbahn 1922 als Mitarbeiter des damaligen „Zentralamt für Maß und Gewicht" in Leningrad, dem heutigen Allunions-Forschungsinstitut für Metrologie „D. U. Mendelejev". Dieser Einrichtung war er 48 Jahre lang in wechselnder Weise verbunden. Ein großer Teil seiner mehr als 100 Titel umfassenden wissenschaftlichen Arbeiten auf dem Gebiet der elektrischen und elektromechanischen Meßtechnik entstand im Rahmen dieser Mitarbeit. Seine Tätigkeit fiel in die Zeit der rapide wachsenden Forderungen aus Wissenschaft und Industrie nach Verkörperungen von Maßeinheiten der elektrischen, magnetischen und daraus ableitbaren Größen. Seine Arbeiten aus dieser Zeit stellen entscheidende Schritte zu dem heute vorhandenen metrologischen Stand im genannten Institut dar.

Im Jahre 1930 wurde durch seine Initiative am Leningrader Polytechnischen Institut der Lehrstuhl „Elektrische Meßtechnik" gegründet, dem er bis zum Jahre 1976 als Leiter vorstand. Dieser Lehrstuhl war bei seiner Gründung der erste Lehrstuhl dieser Art in der UdSSR und wurde sowohl personell als auch hinsichtlich seiner Erfahrungen und Einrichtungen zur Keimzelle des größten Teiles der jetzt vorhandenen 20 Lehrstühle der Meßtechnik an anderen Instituten.

Von dieser Stelle aus bewirkte Prof. *Schramkov* den wahrscheinlich nachhaltigsten Einfluß auf die Entwicklung der Meßtechnik in der UdSSR durch Übertragung seiner wissenschaftlichen Erfahrung, seiner Arbeits- und Denkweise an zwei Generationen der ihm anvertrauten Studenten und Doktoranden. Die Namen von Prof. *W. O. Arutjunov* als Direktor des Allunionsinstitutes für Metrologie „D. U. Mendelejev" und Prof. *K. B. Karandejev* als Direktor des Institutes für Automatisierung und Meßtechnik der Sibirischen Abteilung der AdW der UdSSR mögen hier stellvertretend für die große Zahl von Schülern Prof. *Schramkovs* genannt werden, die heute in erheblichem Maß die Wissenschaftsdisziplin Meßtechnik in der UdSSR repräsentieren.

Wegen des interdisziplinären Charakters der Meßtechnik gewinnen hier Fragen der wissenschaftlich-technischen Gemeinschaftsarbeit und wissenschaftsorganisatorische Probleme besondere Bedeutung. Prof. *Schramkov* hat diesen Aspekten seine besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Im Jahre 1940 wurde unter seiner Mitwirkung die Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft des Gerätebaus gegründet, deren Vorsitz er über 20 Jahre innehatte. Viele Kollegen in der DDR kennen ihn aus seiner Tätigkeit in der IMEKO, in der er seit der Gründung in verantwortlichen Funktionen mitwirkte.

Seine Mitarbeit in einer Vielzahl von Gremien der Ministerien und der Akademie der Wissenschaften trug dazu bei, daß die Meßtechnik in der UdSSR in der Wissenschafts- und Industrieplanung die Rolle einnimmt, die ihr entsprechend ihrer nicht immer leicht erkennbaren volkswirtschaftlichen Bedeutung zukommt. Dieser Sachverhalt wird auch durch hohe staatliche Auszeichnungen für Prof. *Schramkov*, wie die zweimalige Verleihung des Leninpreises und die Würdigung mit dem Titel „Verdienter Wissenschaftler der UdSSR" bestätigt.

Dieser kurze Rückblick wäre sehr unvollständig ohne die Erwähnung der liebens- und achtenswerten persönlichen Eigenschaften, die den Jubilar auszeichnen. Auch bei kurzen Begegnungen ist sein warmherziges Entgegenkommen und die hilfreiche Anteilnahme an den Problemen seines Gegenübers spürbar. Viele Kollegen, Aspiranten und Studenten aus unserem Lande konnten diese angenehme Erfahrung machen. Sie alle wünschen dem Jubilar noch viele Jahre Gesundheit, Schaffenskraft und Freude an den wissenschaftlichen Ergebnissen derer, die von ihm gelernt haben.

msr 6996 *A. Lenk*

Dipl.-Phys. *G. Meister*

Ernst-Abbe-Preis verliehen

In Würdigung seiner mehr als 25jährigen, mit hohem persönlichen Einsatz geführten erfolgreichen Tätigkeit auf dem Gebiet der Entwicklung der feinmechanisch-optischen Präzisionsmeßtechnik wurde am 11. Mai 1979 dem Dipl.-Phys. *G. Meister*, wissenschaftlich-technischer Berater im FZ des Kombinates VEB Carl Zeiss JENA, ein außerplanmäßiger Ernst-Abbe-Preis verliehen.

Dieser Preis wurde ihm zuerkannt für:

- die Entwicklung von Automatisierungsbauelementen für wissenschaftliche Geräte
- die Objektivierung und Automatisierung von Meß- und Prüftechnologien sowie von Spezialpräzisionsfertigungstechniken wie Spanndrahtlineal und elektrischer Teilkreis
- die technologiegerechte Gestaltung von Präzisionsmaßstäben und -teilkreisen und von verspannungsfreien Fassungen für Hochleistungsobjektive
- eine vorbildliche Arbeit bei der Weiterbildung von Mitarbeitern des Kombinates und bei der Betreuung von Diplomanden und Praktikanten auf dem Gebiet der optischen Präzisionsmeßtechnik.

G. Meister, der sich vom Feinmechaniker über eine Ingenieurausbildung zum Diplomphysiker qualifizierte, ist Inhaber bzw. Mitinhaber von 31 Patenten. Er arbeitet aktiv mit im Sektionsrat Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinenbau der TU Dresden sowie Technische und Biomedizinische Kybernetik der TH Ilmenau, in der Kommission für Weiterbildung beim Präsidenten der KDT, in der Fachkommission für Metrologie beim ASMW und ist Redaktionsbeiratsmitglied unserer Zeitschrift seit 1961.

Wir gratulieren herzlichst Herrn *G. Meister* zu dieser Auszeichnung verbunden mit besten Wünschen für sein persönliches Wohlergehen und seine berufliche Tätigkeit.

msr 7008 Die Redaktion

G. Meister (geb. 1917)

1932/37	Feinmechaniker in der Fa. Car Zeiss JENA
1937/39	Elektroingenieurstudium am Technikum in Hildburghausen
1939/45	Konstrukteur bzw. Laborleiter im Jenaer ZEISS-Werk
1946/51	Physikstudium an der Friedrich-Schiller-Universität Jena
1951/54	wiss. Mitarbeiter im VEB Carl Zeiss JENA
1954/76	Entwicklungsleiter im VEB Carl Zeiss JENA
seit 1976	wiss.-techn. Berater für Meß- und Prüftechnik im Zeiss-Forschungszentrum

Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1979

1. Sekundärmeßgeräte und Zubehör

Das Angebot auf dem Gebiet war durch eine Anzahl von Weiterentwicklungen bereits bekannter Systeme und Einrichtungen gekennzeichnet.

Kombinat VEB EAW Treptow zeigte das System **ursadat 4100**, das für den automatisierten Schiffsbetrieb zur Erfassung von Störungen, Meßwerten und Betriebszuständen entwickelt wurde. Diese Einrichtung, die mit dem Ehrendiplom 1979 ausgezeichnet wurde, könnte durchaus auch für anderweitige Einsätze von Interesse sein. Der VEB Numerik im VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau zeigte unter anderem eine **frei programmierbare Steuerung PS 2000**. Diese speicherprogrammierbare Steuerung mit einem Halbleiterfestwertspeicher ist durch hohe Flexibilität gekennzeichnet und an die verschiedensten Aufgaben anpaßbar. Die Summe der Ausgänge beträgt max. 512, die Anzahl der peripheren Baugruppen max. 32, Zugriffszeit 18 ms bei 4 K. Der Befehlsumfang beträgt 20 Befehle. Weiterhin wäre auf das vom VEB EAW offerierte Baugruppensystem **ursalog 4000** hinzuweisen, das die Baugruppensysteme ursalog S und SK ablöst. Dieses System ist dadurch gekennzeichnet, daß eine Verbesserung der Kenndaten erreicht wurde. Das System wird durch das vollkompatible, speicherprogrammierbare Steuerungssystem **ursalog 5000** ergänzt.

VEB Relaistechnik Großbreitenbach zeigte neuentwickelte **Leiterplatten-Relais** vom Typ GBR 10 und GBR 20, die ein unmittelbares Ansteuern von Peripheriegeräten ohne Verwendung von Zwischenrelais ermöglichen. Interesse verdienen weiter die vom VEB Meßgerätewerk Beierfeld angebotenen **fotoelektrischen Iniatoren**, die mit einer Lumineszenzdiode ausgestattet auf der Basis infrarot modulierten Wechsellichtes arbeiten. Hervorzuheben ist der wesentlich verringerte Fremdlichteinfluß und die große Unempfindlichkeit gegenüber Verschmutzung.

Auf dem Gebiet der Gaschromatografie dürfte das **Auswertegerät ursalyt AG 4000** von Interesse sein, das auf der Basis eines Mikrorechners K 1510 für den Laborgaschromatografen GGHF 18.3–4 entwickelt wurde. Die Datenausgabe erfolgt bei vollautomatischer Auswertung mit einem teilalphanumerischen modifizierten Blockdrucker daro Soemstron 1132.

Im Rahmen des Zubehörs wurde als Neuheit ein **Nockenschalter**, Nenngröße 2, vom VEB Elektroschaltgeräte Rochlitz angeboten. VEB Junkalor Dessau, stellte ein tragbares **Gasspürgerät** vor, das für die Lecksuche und die Raumluftkontrolle neue Möglichkeiten bietet. Das Gerät ist für die Lecksuche an gasführenden Leitungen gedacht. Die Meßbereiche für Stadt- bzw. Erdgas liegen zwischen 0–2,5 und 0–100 Vol.-%, Fehlerklasse 4. Das Gerät ist mit 4 Monozellen ausgestattet, die Masse beträgt 2,2 kg. Weiter wurden von diesem Betrieb im Rahmen der Materialsubstitution **Gasaufbereitungsarmaturen** aus Polypropylen vorgestellt. Neben Abscheidern, Perlgefäßen und Filtern wurden auch Verteiler, Umschaltventile und Drosseln offeriert. Der VEB Kombinat Elektromaschinenbau, Elektromotorenwerk Hartha, zeigte einen **Axiallüfterbaustein 1459.1**, mit dem die Forderung nach einem Element für die Belüftung von Gefässen erfüllt wurde. Der Volumenstrom beträgt max. 155 m³/h, Spannung 220 V, Nennleistung etwa 20 W.

Die UdSSR zeigte einen **Gerätesatz**, Typ H 391-1, **zur Messung und Aufzeichnung von kleinen Gleichstromsignalen**. Der Satz besteht aus einem schreibenden Milliamperemeter und einem transistorbestückten Kompensationsgleichstromverstärker, Kompensationsbereich 0,05 bis 0,1 mV bis 25–50 V bzw. 0,25 bis 0,5 µA bis 25–50 mA. Weiter war ein **Prüfplatz** im Angebot **zur Justierung technischer Meßgeräte** Typ YTT-6B. Prüfbereich 0–1200 °C. Die Einrichtung umfaßt einen Null-Thermostaten, einen Dampfthermostaten (100 °C), einen Ofen und ein Arbeitspult. Interessant dürfte auch eine **regelbare Spannungsquelle** NPH 64 sein, die für die Prüfung und Justierung von Pyrometern geeignet ist. Die Spannung an den Ausgangsklemmen des Gerätes beträgt −2,5/0/50 mV bzw. −5/0/100 mV bei Verwendung einer inneren Spannungsquelle von 1,2 V.

KOVO, Prag, stellte einen **berührungslosen Drehzahlmesser** Typ PU 420 aus. Dieses tragbare, transistorisierte Gerät mit Batteriespeisung ermöglicht die Messung von Drehzahlen im Bereich zwischen 0–1200 bis 0–60000 U/min, Geräteabmessungen 110 mm × 200 mm × 85 mm, Masse 1 kg.

PIAP, Warschau, zeigte einen **Signaltrennwandler-Baustein** ASS 50 M zur galvanischen Trennung von Signalkreisen in Meß- und Regelanlagen, der zusätzlich als Anpassungsverstärker einsetzbar ist. Ausgangssignal 0–10 V, Eingang anpaßbar von 0–5 mA bis 0–20 mA bzw. 4–20 mA und 0–10 V. Fehlerklasse 0,25, Speisespannung 24 V.

Elektronum, Bukarest, offerierte aus einem Dehnungsmeßprogramm Typ N 2300 einen **Dehnungsmeßverstärker** N 2314 und einen Anzeige- und Speiseeinschub N 2321, Ausgangssignal 10 V für Dehnungsmeßstreifen 50–100 Ω Fehler ±0,3%. Gamma, Budapest, zeigte einen Integrator C 417 in Form eines **Spannungsfrequenzumsetzers**. Eingang 0 bis 10 V =, Ausgang 0–1600 Impulse/h, der auch radiziert. Interesse dürfte auch ein **Öltestgerät** Typ 3435 haben, das ebenfalls von der Ungarischen VR vorgestellt wurde. Das Gerät arbeitet nach dem Fluoreszenz-Prinzip. Meßbereiche 0–2 mg/l bis 0–200 mg/l, Fehler 5%, Ausgangssignale 0–5 mA, 0–20 mA, 4 bis 20 mA und 0–10 V. Weiterhin wäre noch auf ein **digitales Weißgradmeßgerät** mit der Bezeichnung „Leukomom" und ein **Farbmeßgerät MOMCOLOR** nach dem Dreibereichsverfahren mit Digitalanzeiger hinzuweisen. Beide Geräte wurden von MOM, Budapest, vorgestellt und dürften bei den zunehmenden Anforderungen an die Qualitätskontrolle zunehmende Bedeutung haben.

Hartmann & Braun, BRD, offerierte einen **digitalen Grenzwertmelder** Typ G 2101, der an Digitalgeräte mit seriellem Ausgang anschließbar ist. Die Grenzwerte lassen sich an 4stelligen Kodierschaltern einstellen; Abmessungen 96 mm × 48 mm, Kontaktbelastung max. 10 W, Versorgungsenergie 220 V/ 50 Hz.

CONOFLOW-VAF Dordrecht, zeigte einen **Kolbenzähler für kleine Durchflußmengen** für Flüssigkeiten mit Viskositäten zwischen 0,5 und 500 cSt.; Ausführung in Edelstahl; Meßbereiche zwischen 0,2–20 bis 3–200 l/h. Kleinste Ablesemenge 0,01 bis 0,1 l/h, Temperaturbereich des Meßmediums 0–80 °C. Der Zähler ist mit einem Impulsgeber ausgestattet. msr 6975 *H. Gena*

2. Längenmessung

Vom VEB Carl Zeiss JENA (DDR) wurde ein neues **Zweikoordinatenmeßgerät ZKM 05-250 DP** (Bild 1) mit integriertem Mikrorechner vorgestellt, das sich zu den bereits bekannten analogen und digitalen Varianten ZKM 02-250 bzw. ZKM 1-150 D durch eine wesentlich höhere Produktivität auszeichnet. Besonders hervorzuheben sind diesbezüglich folgende Merkmale:

- gut sichtbare Ziffernanzeigen
- automatische Meßwertübernahme durch Tastendruck
- elektronische Korrektur bestimmter Fehlereinflüsse (z. B. Temperatureinflüsse, Ablaufkorrektur in unterschiedlichen Meßebenen, Tastelementkorrektur)
- sofortige Auswertung der korrigierten Meßwerte durch fest programmierte Auswerteprogramme
- Ausgabe der Meßwerte und Meßergebnisse in Form eines Meßprotokolls durch Seriendrucker
- Aufzeichnung des eingegebenen Meßprogramms auf Magnetbandkassette
- Anzeige der über Tastatur eingegebenen Notation oder bei Wiederholungsmessung der auf der Magnetbandkassette gespeicherten Informationen auf Bildschirmeinheit.

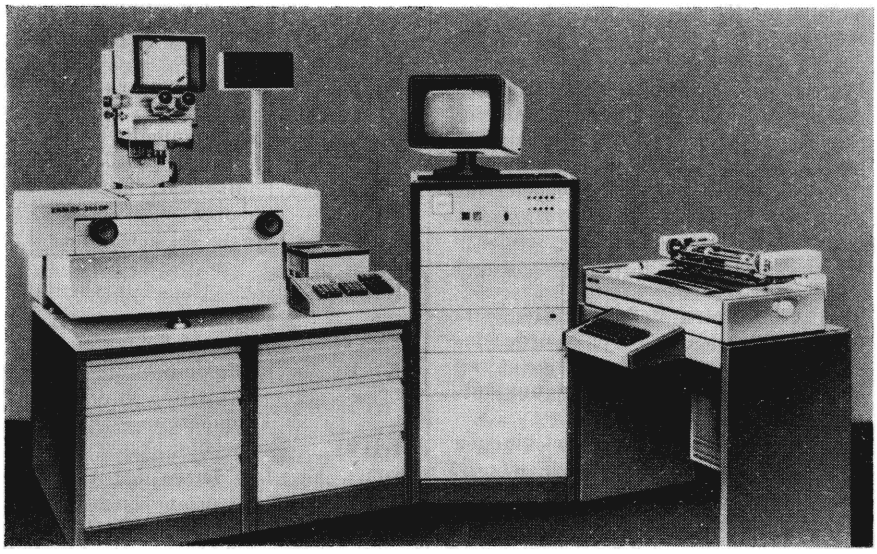


Bild 1

Das ZKM 05-250 DP ist geeignet für Längenmessungen in ein- und zweikartesischem Koordinaten, Messungen in Polar- und Zylinderkoordinaten um senkrechte und waagerechte Drehachsen, mittelbare und unmittelbare Winkelmessungen sowie für punktweise Messungen von Ebenheit, Parallelität und Rundlauf.
Die Meßbereiche betragen
in x-Richtung 0 ...250 mm und
in y-Richtung 0 ... 125 mm
Die Ziffernschritte betragen jeweils 0,5 µm.
Der Meßkopf läßt sich in der z-Richtung um 190 mm verstellen, der Skalenwert beträgt hierbei 0,1 mm. Bei Verwendung einer als Ergänzungseinheit angebrachten z-Meßeinrichtung läßt sich in z-Richtung ein Meßbereich von 0 ... 190 mm mit einem Skalenwert von 2 µm realisieren. Die Antastung der Meßobjekte kann optisch im Schattenbild Interferenzlinien-, Auflicht-, Achsenschnitt- oder Doppelbildverfahren und mechanisch mit dem Meßhebelvorsatz erfolgen.
Als Weiterentwicklung vom VEB Feinmeßzeugfabrik Suhl (DDR) wurden der **Feinzeiger 3801,** die **Feinmeßuhr 3802,** das **Innenmeßgerät INTO D 3730** mit Feinzeiger und Bügelmeßschrauben vorgestellt. Der Feinzeiger 3801 ist durch seine moderne zweckentsprechende Gestaltung, seinen robusten Aufbau, dem stoßgeschützten Meßwerk und seiner zuverlässigen Funktion ein leistungsfähiges Feinmeßgerät für Werkstatt und Meßlabors. Er wird mit Skalenwerten von 1 µm und 2 µm gefertigt. Zugehörige Meßbereiche sind ±70 und ±140 µm. Mit einem bequem zu bedienenden Hebel kann der Meßbolzen über den Meßbereich des Feinzeigers bis etwa 2,5 mm vom Prüfling abgehoben werden.
Die Feinmeßuhr 3802 mit einem Skalenwert von 1 µm und einem Meßbereich von 1 mm ist für unmittelbare Dickenmessungen von Folien, Bändern, Drähten u. v. a., deren Dicke über den Meßbereich herkömmlicher Feinzeiger hinausgeht, besonders geeignet. Ein steingelagertes und stoßgeschütztes Meßwerk gewährleistet auch im rauhen Werkstattbetrieb ein zuverlässiges Arbeiten der Feinmeßuhr. Harte Stöße auf den Meßbolzen werden durch entsprechende konstruktive Gestaltung nicht auf das Meßwerk übertragen.
Das Innenmeßgerät INTO D 3730 wird neben seiner Standardausführung als anzeigendes Meßgerät mit Meßuhr jetzt in einer weiteren Ausführung mit einem Feinzeiger Skalenwert 2 µm angeboten. Damit werden die Einsatzmöglichkeiten auch auf die Prüfung von Bohrungen mit engeren Toleranzen im Bereich von 10 µm bis 100 µm erweitert.
Die vom VEB Feinmeßzeugfabrik Suhl angebotenen neuen Bügelmeßschrauben sind durch eine formstabile Gestaltung der Bügel und eine geringere Masse im Vergleich zu bisherigen Ausführungen gekennzeichnet. Entsprechend angebrachte Griffschalen gewährleisten eine gute Wärmeisolation, wodurch Längenausdehnungen infolge der Handwärme verringert werden. Damit werden wichtige Voraussetzungen zur Einhaltung der meßtechnischen Forderungen erfüllt. Diese Bügelmeßschrauben werden in folgenden Ausführungen gefertigt:

- Leichte Baureihe Nr. 760522:

Meßbereich	25 mm
Anwendungsbereich	0 bis 100 mm in Stufen von 25 mm
Meßspindeldurchmesser	6 mm
Spindelsteigung	0,5 mm

- Standard-Baureihe Nr. 760523:

Meßbereich	25 mm
Anwendungsbereich	0 bis 300 mm in Stufen von 25 mm
Meßspindeldurchmesser	8 mm
Spindelsteigung	1 mm

- Sonderausführung Nr. 760524: für Rohrwandmessungen, Zahnweitenmessungen u. a.
- Bügelmeßschrauben mit auswechselbarem Amboß Nr. 760539 von 0 bis 1000 mm in Stufen von 100 mm; Meßbereich 25 mm
- Bügelmeßschrauben mit verschiebbarer Meßpinole Nr. 760540 von 0 bis 1000 mm in Stufen von 100 mm, Meßbereich 25 mm

G. Wiegand, H. Bertrand

3. Massemessung

Der VEB Kombinat NAGEMA (DDR) stellte ein umfassendes Sortiment von Erzeugnissen der Wägetechnik vor.
Großneigungswaagen als Tischwaagen, Fußbodenwaagen, Einbauwaagen und fahrbare Waagen mit Nettowägebereichen zwischen 0,4 bis 20 kg und 100 bis 2000 kg sowie Höchstlasten zwischen 30 und 3000 kg. Als Zusatzgeräte werden mechanische Drucker mit elektrischem und pneumatischem Antrieb, Nachstellskalen, Stellzeiger und Einstellmarken sowie eine induktive Abschalteinrichtung einschließlich Schaltverstärker und Überfüllsicherung für Dosier- und Gattierungszwecke angeboten. Die induktive Abschalteinrichtung ermöglicht den Einsatz der Waagen in halb- oder vollautomatischen Produktionsprozessen.
Zählwaagen, geeignet zum Ermitteln von Stückzahlen und zum Abzählen vorgegebener Mengen wurden als Fußboden-, Einbau- und fahrbare Waagen mit Nettowägebereichen zwischen 0 bis 100 kg und 0 bis 500 kg vorgestellt.
Des weiteren **Zeigerschnellwaagen** (Federwaagen), Neigungstafelwaagen sowie **Plus-Minus-Waagen** für die automatische Abfüllung bzw. Dosierung von Schüttgütern und Flüssigkeiten.
Darüber hinaus wurde ein breites Sortiment halb- bzw. vollautomatischer Schütt- und Absackwaagen, Dosier- und Gattierungswaagen, Laufgewichtswaagen, Straßen- und Gleisfahrzeugwaagen sowie elektromechanischer Förderbandwaagen angeboten.
Bemerkenswert sind die Systemlösungen für komplette wägetechnische Linien wie das nahezu universell einsetzbare **Digitalwägesystem** mit eichfähigen Baueinheiten. Das **Baueinheiten-Wägesystem** enthält ein inkrementales Analog/Digital-Umsetzersystem mit rotatorischem Inkrementgeber und Vor/Rückwärts-Zähler. Interface-Anschlüsse ermöglichen die direkte Kopplung mit elektronischen Steuerungen sowie den Anschluß von Informationsverarbeitungsgeräten nach Standard-Interface SI 1.2. einschließlich EDV-Anlagen.
METRIPOND (Ungarische VR) zeigte elektronische Waagen als Brücken-, Kran-, Förderband- und Behälterwaagen beruhend auf dem nach dem Baukastenprinzip aufgebauten **Waagensystem TENSIPOND.** Wandlerelemente des Waagensystems TENSIPOND sind Kraftmeßdosen mit Dehnungsmeßstreifen, gleichermaßen für Druck- und Zugkräfte zu verwenden. Mit den elektronischen Waagen können in unterschiedlichen Nettowägebereichen Massen zwischen 1 kg und 450 t gemessen werden. Als Auswertegerät dient der eichfähige

Digitalkompensator TENSIQUANT. Weitere Zusatzeinrichtungen, die vor allem der Teil- oder Vollautomatisierung des Meßprozesses dienen, wurden angeboten: Programmiereinheit, Dispatcher-Bedienpult, Steuerung für Drucker und Lochstreifenstanzer, Speiseeinheit, induktives Datenverarbeitungssystem, EDV-Anpassungseinheit Grenzwertgebereinheit, Linienschreiber, Meßstellenumschalter, Großziffernanzeige sowie das **Digitalmeßgerät SUMMATRON** zur Realisierung sämtlicher Funktionen der Förderbandwaagen wie Wägung, Tarierung und Kontrolle.

VARIMPEX (VR Polen) zeigte ein breites Sortiment bekannter Waagentypen wie Brückenwaagen, Laufgewichtswaagen, Gleisfahrzeugwaagen, tragbare Schnell-Bodenwaagen und Neigungswaagen.

Die Tendenz bei der Massemessung geht zum verstärkten Einsatz der Mikroelektronik für die Meßwertverarbeitung mit dem Ziel der Mechanisierung und Automatisierung der Wägeprozesse.

4. Kraftmessung

Der VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden (DDR) bot die bewährten Typenreihen der **HWL-Kraftmeßdosen** an. Die Typenreihe 10016 bis 10020 ermöglicht die Messung von Kräften bis 200 kN.

Der VEB Kraftmeßgeräte Halle (DDR) zeigte mehrere Ausführungsformen von **Kraftmeßbügeln** für statisch und quasistatisch wirkende Kräfte, Ringkraftmeßbügel mit Meßuhr werden angeboten für Höchstkräfte zwischen 60 N bis 2 kN und Meßunsicherheiten zwischen ±0,1 bis ±0,2% vom Skalenendwert. Weiterhin sind im Angebot: Kraftmeßeinrichtung bis 100 kN (Zug und Druck); Kraftmeßbügel KMBO mit optischer Verformungsmeßeinrichtung bis 10 kN (Zug); Zugkraftmeßstab KZ bzw. Druckkraftmeßkörper KD bis 4 MN; Druckkraftmeßgerät in flacher Bauart DKM bis 300 kN (Druck), Zugkraftmeßspindel mit Meßuhr ZKM bis 300, 600 und 1200 kN.

MOM KALIBERGYAR (Ungarische VR) stellte zahlreiche Typen von **Kraftmeßdosen** für Zug- und Druckkräfte mit Nennbelastungen zwischen 10 N bis 1,6 MN vor. Als Anschlußgeräte werden Anzeigegeräte mit analoger und digitaler Anzeige, Zeilendrucker und Registriergeräte angeboten. Besonders empfohlen wird das **digitale Dehnungsmeßgerät** Typ DDAD-04/06 mit 5ziffriger Anzeige und einer Reproduzierbarkeit des Meßwerts von ±0,05%, bezogen auf den Endwert.

5. Druckmessung

Vom VEB Meßgerätewerk Beierfeld (DDR) wurden **Manometer, Prüfgeräte** für Manometer sowie Zusatzgeräte für die Druckmessung vorgestellt. Manometer in den Ausführungen als Betriebsmanometer Kl. 1, Feinmeßmanometer Kl. 0,6, Säuremanometer Kl. 1, Kältemaschinenmanometer Kl. 1, Differenzmanometer Kl. 2,5 und Prüfmanometer Kl. 0,6.

Als Prüfgeräte für Manometer werden Prüfpumpen, Prüfpressen und Kolbenmanometer angeboten. Als Zusatzeinrichtungen sind erwähnenswert elektrische und induktive Kontakteinrichtungen sowie Widerstandsferngeber für die BMSR-Technik. *H. Reineck*

6. Schall- und Schwingungsmessung

Vom VEB Metra Meß- und Frequenztechnik Radebeul (DDR) wurde das gegenwärtig verfügbare Sortiment an **piezoelektrischen Beschleunigungsaufnehmern** vorgestellt.

Wegen technischer Weiterentwicklungen sind verschiedene geläufige Typen (z. B. KD 10 ... 13 und KD 20 ... 23) nicht mehr im Fertigungsprogramm enthalten.

Der in der Typenübersicht von 1978 (s. msr **21** (1978) H. 7, S. 409 und 410) noch enthaltene Aufnehmer KD 93 wird nicht eingeführt.

Zur Auswahl der an die entsprechende Meßaufgabe angepaßten Aufnehmer dienen die Merkmale:

- Signalpegel
- Signalfrequenz
- Masse des Meßobjektes
- Umgebungsbedingungen.

In Abhängigkeit vom dominierenden Merkmal gibt der Hersteller folgende Einsatzempfehlungen:

bei geringem Signalpegel
- KB 12 extreme Empfindlichkeit, niedrige Frequenzen
- KB 11 hohe Empfindlichkeit, niedrige Frequenzen, leichte Meßobjekte
- KD 40 ... 45 hohe Empfindlichkeit, mittlere Frequenzen

rauhe Umgebungsbedingungen

bei mittlerem Signalpegel
- KD 29 hohe Frequenzen, kurze Anschlußkabel, große Dehnungsempfindlichkeit
- KD 34 ... 39 geringe Störgrößenempfindlichkeit, mittlere Frequenzen

bei hohem Signalpegel bzw. hohen Frequenzen
- KD 30 ... 34 rauhe Umgebungsbedingungen

bei extrem leichten Meßobjekten
- KB 10 milde Umgebungsbedingungen, tiefe und mittlere Frequenzen
- KD 91 sehr hohe Frequenzen

Die technischen Daten der Aufnehmer sind in der Tafel zusammengestellt.

Für den Anschluß piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer ist das **Voltmeter VM 70** vom gleichen Hersteller geeignet. Mit dem VM 70 kann der Effektivwert und der Betrag des Spitzenwerts sinus- und nichtsinusförmiger Wechselspannungen gemessen werden. Der Spitzenwert einmaliger Impulse (Stöße) kann gespeichert werden. Ein linearer Gleichspannungsausgang kann zur weiteren Meßwertverarbeitung (Digitalvoltmeter, Schreiber, Schwellwertschalter) genutzt werden. Der Wechselspannungsausgang ist für den Anschluß von Oszillografen, Stiftgalvanometern, Kopfhörern, Lautsprechern und Magnetbandgeräten geeignet.

Im Verlauf der letzten Jahre hat die akustische Meßtechnik im Rahmen des Umweltschutzes zunehmend an Bedeutung gewonnen. Hier spielen vor allem tragbare **Schallpegelmesser und Filter** in allen Phasen der Lärmbekämpfung eine entscheidende Rolle.

Tafel. Technische Daten piezoelektrischer Beschleunigungsaufnehmer

B_{ua} Leerlaufspannungsübertragungsfaktor u/a, C Innenkapazität mit 1,5 m Anschlußkabel, f_R Resonanzfrequenz des Aufnehmers (am Meßobjekt befestigt), $\hat{a}$ maximal meßbare Stoßbeschleunigung, m Masse des Aufnehmers, T_{max} maximale Arbeitstemperatur; + ≙ 500 °C bei Wasserkühlung, 1) Gehäusematerial (*E* Edelstrahl; *L* Leichtmetall), 2) Kabelanschluß (*r* radial; *a* axial), 3) Höhe × größter Ø (Angaben in mm) bei KB 10 und KB 11: Quaderform Höhe (= Breite) × Länge, 4) gedämpft. Allgemeingültige Daten:
- Isolationswiderstand bei 20 °C $10^9\ \Omega$
- max. Querrichtungsfaktor 5 %

Kenngröße	B_{ua}	C	f_R	$\hat{a}$	m	T_{max}	konstruktiv		
Dimension	mV/m · s^{-2}	nF	kHz	km · s^{-2}	g	°C	1)	2)	3)
KB 12	300	1,5	0,4[4])	0,03	180	80	*L*	*r*	55 × 50
KB 11	10	1,5	2	1	15	80	*L*	*r*	14 × 26
KD 40	10	2	10	3	78	150	*E*	*a*	30 × 21
41	10	2	15	30	65	150	*E*	*r*	28 × 21
42	10	2	15	30	65	150 +	*E*	*a*	28 × 21
45	10 ± 2 %	1	15	30	50	150	*L*	*r*	30 × 21
KD 38	5	1	20	50	35	150 +	*E*	*a*	24 × 19
37	5	1	20	50	35	150	*E*	*r*	24 × 19
36	5	1	15	5	44	150	*E*	*a*	25 × 19
35	5 ± 2 %	1	20	3	28	150	*L*	*r*	24 × 19
KD 39	3	1	25	50	23	150	*L*	*a*	26 × 19
32	2 ± 2 %	1	30	25	20	150	*E*	*r*	19 × 16
29	3	0,8	35	100	20	150	*E*	*r*	19 × 16
KD 34	1	1	55	100	25	150 +	*E*	*a*	21 × 16
33	1 ± 2 %	0,8	45	50	18	150	*E*	*r*	19 × 16
30	1	1	25	20	21	150	*E*	*a*	20 × 16
KB 10	1	1	10	1	5	80	*L*	*r*	10 × 17
KD 91	0,5	0,6	50	50	1,8	80	*L*	*r*	11 × 8,5

Wichtige Meßaufgaben sind dabei:

- Überprüfung der Einhaltung von Schallpegelgrenzwerten
- Schallpegelmessung und Frequenzanalysen an Geräuscherzeugern zur Einleitung von Lärmbekämpfungsmaßnahmen während der Entwicklungsphase (primäre Lärmbekämpfung)
- Ausführung von Maßnahmen zur Einschränkung der Schallausbreitung und -abstrahlung (sekundäre Lärmbekämpfung).

Als neuer akustischer Kennwert hat der Schalleistungspegel als Qualitätsmerkmal von Maschinen und Aggregaten großes Interesse bei Herstellern und Anwendern gefunden. Wegen der oft anfallenden erheblichen Datenmenge werden rationell arbeitende Meßplätze benötigt, die den Meßtechniker weitestgehend von Routinearbeit befreien und die Meßzeit drastisch verkürzen.

Diesen Anforderungen wird das Gerätesortiment der Luft- und Körperschallmeßtechnik vom VEB Robotron — Meßelektronik „Otto Schön" Dresden (DDR) gerecht. Es werden 5 Gruppen von **Meßplätzen** angeboten, die sich im Grad des Meßwertverarbeitungskomfort unterscheiden:

H: ausschließlich handbedient, ohne automatische Steuerung und Programmierung,

P: automatische Steuerung und Programmierung möglich unter Einbeziehung eines Pegelschreibers,

D: automatische Steuerung und Programmierung möglich; digitale Geräte werden zur Meßwertspeicherung bzw. zur Vorbereitung ihrer Weiterverarbeitung einbezogen,

R: automatische Steuerung und Programmierung möglich; ein Digitalrechner ist an die Meßkette angeschlossen,

S: Meßplatz mit teil- bzw. vollautomatisierter Steuerung und Programmierung speziell zur Durchführung von Substitutionsvergleichen.

Weiterführende Informationen über akustische Meßaufgaben sowie Geräte und Meßplätze enthält die Applikationsschrift „Akustische Meßaufgaben — Geräte und Meßplätze —" vom VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden, Abteilung Werbung und Messen.

Die primäre Lärmbekämpfung an Maschinen (s. o.) ist unmittelbar mit dem Problem der meßtechnischen Erfassung der mechanischen Geräuschentstehung in Maschinenstrukturen verbunden. Dabei ist dem vibroakustischen Übertragungsverhalten von Maschinenstrukturen große Aufmerksamkeit zu schenken. Zu seiner Kennzeichnung dient der kraftbezogene Schalleistungspegel L_{PP}, eine neue Meßgröße, die auch eine neue Meßtechnik erfordert. Damit wird es möglich, Maschinen im ausgeschalteten Zustand oder einzelne Maschinenelemente hinsichtlich ihrer Geräuschemission zu untersuchen und Maßnahmen der primären Lärmbekämpfung zu erarbeiten.

Als Beispiel für eine konkrete gerätetechnische Lösung dieser Meßaufgabe wird ein **automatischer Meßplatz** vorgestellt, der es gestattet, den kraftbezogenen Schalleistungspegel in Terz- und Oktavbandbreite zu ermitteln. Der Meßplatz besteht aus Erzeugnissen der Gerätesysteme

- **Laborgerätesystem** der Schall- und Schwingungsmeßtechnik des VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden (DDR),
- **Serialisierungssystem** S-3297.000 (Meßwertlochersystem) des VEB Kombinat Funkwerk Erfurt (DDR),
- **Meßwertdruckersystem** S-3292.000 des VEB Kombinat Funkwerk Erfurt (DDR).

Die Berechnung des kraftbezogenen Schalleistungspegels erfolgt im Off-line-Betrieb mit dem **Kleinrechnersystem KRS 4200** des VEB Kombinat Robotron Dresden (DDR). *M. Hochbach*

7. Meßautomaten

Vom VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow (DDR) wurden zwei komplette Automatisierungsanlagen vorgestellt, die auf der Basis von Mikrorechner arbeiten.

Es handelt sich dabei um die **Anlage zur Überwachung von Oberflächenwasser** und die **Automatisierungsanlage eines 500-MW-Kraftwerkblockes.** Mit Hilfe der erstgenannten Anlage werden die Hauptparameter zur Beschreibung der Wasserbeschaffenheit in vorwählbaren zeitlichen Abständen erfaßt, rechnerisch verarbeitet und protokolliert.

Zur Aufrechterhaltung des kontinuierlichen Prozesses der Elektroenergiegewinnung kommt die Automatisierungsanlage eines 500-MW-Kraftwerkblockes zum Einsatz. Von entsprechenden Meßstellen werden die Meßdaten laufend zentral übernommen und rechnerisch ausgewertet. Auf Grund der Meßergebnisse werden, falls erforderlich, automatisch Korrekturen durchgeführt. Durch die Anwendung des modular aufgebauten **Mikrorechnersystems K 1510** können die Automatisierungssysteme an die Forderungen der Kunden optimal angepaßt werden.

Auf dem Gebiet der Analysenmeßtechnik wurde als Neuheit das weiterentwickelte **Meßmikroskop für elektrophoretische Mobilitätsmessungen** Parmoquant vom VEB Carl Zeiss JENA vorgestellt.

Es ist ein vollautomatisch arbeitendes Gerät für elektrophoretische Untersuchungen auf den Gebieten Human- und Veterinärmedizin, Biologie, Zelluloseindustrie, Kolloidchemie, Meeresforschung, Umweltschutz u. a.

Das sich durch hohe Präzision, Meßgenauigkeit und Bedienfreundlichkeit auszeichnende Gerät erlaubt neben dem vollautomatischen auch den manuellen und halbautomatischen Betrieb, wodurch sein Einsatz sowohl in der Forschung als auch für Routineuntersuchungen gewährleistet ist.

Ebenfalls vom VEB Carl Zeiss JENA wurde das **Zweikoordinatenmeßgerät** ZKM 05-250 DP erstmals vorgestellt (s. Abschn. Längenmessung).

Die Weiterverarbeitung der Meßwerte wird in einem Mikrorechner durchgeführt, der im On-line-Betrieb mit dem Meßgerät gekoppelt ist. Als Mikrorechner findet ebenfalls das Mikrorechnersystem K 1510 Anwendung, das für die häufigsten Formelemente vorprogrammiert ist. Die Meßergebnisse werden über den Seriendrucker daro 1154, eine 7-Segment-Ziffernanzeige oder über das Sichtgerät ANA-000 ausgegeben. Die Meßmöglichkeiten und das Zubehör entsprechen dem des ZKM 1-150 D. Durch die hochpräzise Meßwertgewinnung sowie objektive und schnelle Meßwertverarbeitung wird eine vierfache Arbeitsproduktivitätssteigerung im Vergleich zu Vorgängergeräten erreicht. *U. Nothelle*

8. Temperaturmessung

Der VEB Thermometerwerk Geraberg (DDR) zeigte zur diesjährigen Messe sein bewährtes Produktionsprogramm. Die Palette reicht vom Haushaltsthermometer über **Thermoelemente** bis zu dem im vorigen Jahr mit Messegold ausgezeichneten Referenznormal-Widerstandsthermometer.

Vom VEB Feutron Greiz wurde das neue Baukastensystem **„Meßfühler und Armaturen für die Klimatechnik"** auf Steckverbindungen umgestellt. Es ermöglicht die Lösung aller Meß- und Regelaufgaben für die Zustandsgrößen der feuchten Luft: Temperatur, Feuchte, Enthalpie. Die Temperaturmessung erfolgt je nach Anwendungsfall entweder mit Meßwiderständen PT 100 nach TGL 0-43760 oder mit Thermistoren nach spezieller Widerstandscharakteristik.

Zur Messung der absoluten Feuchte dienen LiCL-Taupunktfühler. Die Feuchtemessung wird durch das angewandte Meßprinzip auf eine Temperaturmessung zurückgeführt. Als Meßelemente dienen die gleichen Meßwiderstände PT 100 oder Thermistoren. Die relative Feuchte wird mit feuchteabhängigen elektrischen Widerständen gemessen. Die Widerstandscharakteristik der Feuchtefühler ist der der Thermistorfühler angepaßt. Die Enthalpie der Luft hängt von Temperatur und absoluter Feuchte ab. Zu ihrer Messung wird deshalb eine Kombination von Temperatur- und Taupunktfühlern angewandt. Weitere Informationen über Abmessungen, Meßbereich sowie Anwendungshinweise sind der Feutron-Information Dsr.-Nr. 1000/1110 m. Stvb. (MI 341/78) zu entnehmen.

Der VEB Kombinat Funkwerk Erfurt (DDR) stellte in diesem Jahr einen **zeitgesteuerten digitalen Meßplatz** zur Messung von Temperaturen vor (Bild 2).

Der Aufbau des Meßplatzes erfolgt mit den Geräten des ESDM 31. Funktionsprinzip: Das Zeitgebersystem 1 im Bild 2 übernimmt die Zeitsteuerung und stellt die Zeitinformation durch den Zeitgeber S-3202.500 (1.1) bereit. Der Zeitpunktgeber S-3202.020 (1.2) startet den Taktgeber S-3202.030 (1.3) und dieser den

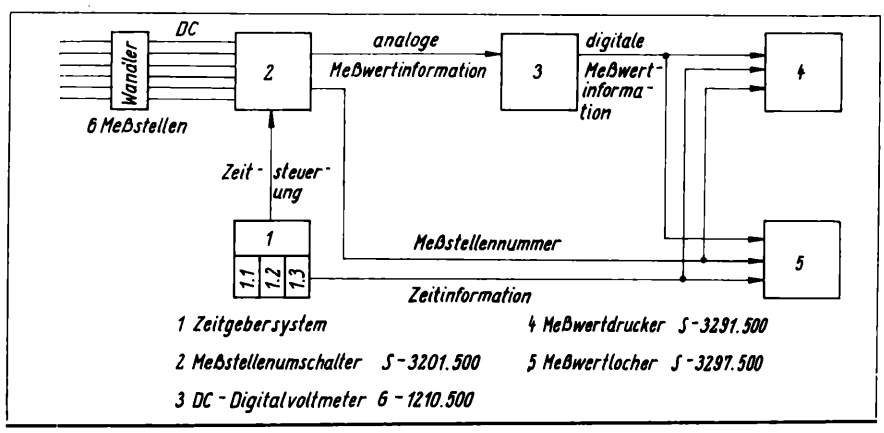


Bild 2

Zyklus der Meßstellenabfrage. Der Meßstellenumschalter S-3201.500 (2) schaltet die einzelnen Meßstellen nacheinander zum DC-Digitalvoltmeter G-1210.500 (3) durch. Das Digitalvoltmeter zeigt die Temperatur in °C an und gibt sie als digitale Meßwertinformation an den Meßwertdrucker S-3291.500 (4) oder Meßwertlocher S-3297.521 (5) aus. Es werden jeweils die Uhrzeit, die Meßstellennummer und der Meßwert registriert.

Die Weiterverarbeitung der Meßwerte ist im On-line-Betrieb (direkter Abgriff vom Digitalvoltmeter) oder im Off-line-Betrieb (Lochstreifen) möglich.

Auch in der Temperaturmeßtechnik hat die Mikroelektronik immer größeren Einfluß. Ausländische Aussteller bieten digitale Thermometer im Taschenformat mit Ziffernschritten von 0,2 °C bis 1 °C an. Als Aufnehmer dienen Thermoelemente oder Thermistoren. Diese Meßgeräte sind in absehbarer Zeit in der Lage, die herkömmlichen Labor- und Körperthermometer zu ersetzen.

9. Zeit-, Frequenz-, Drehzahlmessung

Der VEB Kombinat Funkwerk Erfurt (DDR) zeigte als Neuheit auf der diesjährigen Frühjahrsmesse den **Zähler G-2001.500**. Dieses tragbare Meßgerät gehört nicht zum ESDM-31-System. Es ermöglicht die schnelle und genaue Messung von Frequenz, Periodendauer, Zeitintervall, Drehzahl und absoluter Anzahl von elektrischen Schwingungen und Impulsen. Der Zähler kann außerdem als Frequenzteiler und Stoppuhr benutzt werden.

Durch das breite Anwendungsfeld, die kurze Meß- und Einlaufzeit und die geringe Masse eignet sich dieses Meßgerät besonders für Labor-, Betriebs- und Servicemessungen.

Die Frequenz des internen Oszillators beträgt 1 MHz, sein Frequenzfehler $5 \cdot 10^{-5}$. Der Meßwert wird 5stellig mit Dezimalpunkt von Lumineszenz-Anzeigebauelementen angezeigt.

Weitere technische Daten:

Frequenzmessung	10 Hz ... 60 MHz (4 Bereiche)
Periodendauermessung	5 µs ... 100 ms
Zeitintervallmessung	1 µs ... 100 s
Drehzahlmessung	600 U/min ... ... 10^6 U/min
Zählen	10^5 Impulse
Zeitmessung (von Hand)	0,1 s ... 10^5 s
Teilen	10 Hz ... 100 kHz
Eingang 1	
+ Empfindlichkeit, effektiv	20 mV
+ Eingangsimpedanz	$\geqq 1$ MΩ/$\leqq 30$ pF
Eingang 2	TTL-Kompatibel

Das ESDM-31-Programm wurde nicht erweitert.

msr 6973 *A. Rüllich*

„Verhütung von Bränden und Explosionen — elektrotechnischer Anlagen"

Unter diesem Thema fand am 25. April 1979 eine Tagungsreihe ihre Fortsetzung, die vom FUA 1.11 und vom KDT-Bezirksverband Magdeburg bereits 1978 begonnen wurde.

Unter den neuen Standards TGL 200-0621/01 bis .../06, Elektrotechnische Anlagen in explosionsgefährdeten Arbeitsstätten, nehmen die „Sicherheitstechnischen Forderungen für fremdbelüftete Anlagen" (.../03) und die „Sicherheitstechnischen Forderungen für eigensichere Anlagen" (.../05) eine besondere Stellung ein. In beiden Fällen entsteht ein realer Explosionsschutz erst aus der Kombination gerätetechnischer und anlagentechnischer Konstruktionsbestimmungen. Mit dieser Thematik sprach das Tagungsprogramm hauptsächlich die Belange der BMSR-Technik an.

Im Eröffnungsvortrag ging der Vorsitzende des FUA 1.11, *G. Müller* (VEB Chemiefaserwerk Premnitz), noch einmal auf die Leitgedanken der neuen Standards ein. Neue Vorschriften sollen das ökonomische Wachstum, die Arbeitssicherheit und die Rechtssicherheit stärken. Mit der generellen Verbindlichkeit der neuen Standards TGL 200-0621/01 bis .../06 ab 1. Januar 1980 — zeitgleich mit TGL 30042, Verhütung von Bränden und Explosionen — wird eine wesentliche Etappe dieses Zieles verwirklicht.

R. Buschbeck (VEB Energiekombinat Leipzig) erläuterte allgemeine Grundsätze zur Beurteilung der Explosionsgefährdung aus der Sicht der BMSR-Technik. Anhand der „Erläuterungen zur TGL 30042", herausgegeben vom VEB Komplette Chemieanlagen Dresden im Auftrag der VVB Chemieanlagen, wurden die Wesensunterschiede zwischen der Explosionsgefährdung und der Brandgefährdung dargelegt. Beide Gefährdungsarten müssen getrennt beurteilt und im „Gutachten zur Brand- und Explosionsgefährdung" dokumentiert werden. Als verbindliche Grundlage für Sicherheitsmaßnahmen zur Verhütung von Bränden und Explosionen hat es für eigensichere und fremdbelüftete Anlagen spezielle Bedeutung, weil TGL 200-0621 direkte Bezüge zu den Explosionsgefährdungsgraden EG 1 bis EG 4 herstellt.

Für die Weiterverwendung explosionsgeschützter eigensicherer Betriebsmittel und Stromkreise gemäß TGL 19491/06 (1972) unter den neuen Bedingungen von TGL 19491/06 (1977) und TGL 200-0621/05 gilt folgende Zuordnung der (Ex)i-Kategorien:

alt	(Ex)i K II	(Ex)i K I	(Ex)i K 0
neu	(Ex)i_a	(Ex)i_b	(Ex)i_c

Bei Gefährdungsgrad EG 4 nach TGL 30042 sind nunmehr auch Betriebsmittel in Normalausführung — ohne Explosionsschutz — zulässig. Die Bedingungen dafür sowie für den (Ex)-Betriebsmitteleinsatz bei höheren Gefährdungsgraden (EG 1 bis EG 3) sind in TGL 200-0621/02 zusammengefaßt, ebenso die veränderten Leitermindestquerschnitte. Hinweise zum Betriebsmittel- und Anlagenimport und zur Kennzeichnung von Ex-Arbeitsstätten (TGL 30817, Warnzeichen C 2) bildeten den Abschluß dieses einleitenden Vortrages.

S. Weigold (Institut für Bergbausicherheit Leipzig, Bereich Freiberg) referierte über „Sicherheitstechnische Forderungen an Betriebsmittel der Schutzart Eigensicherheit". Am 1. Jan. 1978 wurde die schon erwähnte Neufassung von TGL 19491/06 verbindlich. Dieser Standard basiert auf den internationalen Empfehlungen RS 4986-75 (RGW) und IEC 79-11. Die bereits genannten Kategorien charakterisieren das Maß der jeweils zulässigen Störzustände. In Abhängigkeit der Art des eigensicheren Außenkreises ist eine unterschiedliche Anzahl von Beschädigungen festgelegt, wobei man nach Außenkreisen mit und ohne betriebsmäßig offene funkengebende Teile untergliedert. Kategorie i_a repräsentiert das höchstmögliche Sicherheitsniveau. Bei der niedrigsten Kategorie i_c werden keine Störzustände berücksichtigt. Spezielle Konstruktionsweisen gestatten es, Bauelemente als unzerstörbar anzusehen. Sicherheitsbarrieren, die unabhängig vom Betriebsmittel in die Anlagen eingebaut werden, entsprechen grundsätzlich nur der niedrigsten Kategorie i_c, d. h., den Einsatzbedingungen für die Gefährdungsgrade EG 3 („zuweilen explosionsgefährdet") und EG 4 („selten explo-

sionsgefährdet") nach TGL 30042. Mit der neuen Kennzeichnung von Betriebsmitteln mit eigensicheren Außenkreisen als (Ex_p) — teilweise eigensicher, z. B. „Meßkreis (Ex_p)i_b II B; C_L = ... F; L_a = ... mH" wird verdeutlicht, daß ein so gekennzeichnetes Betriebsmittel außerhalb der Gefährdungszone angebracht sein muß. In der Anwendung der stoffabhängigen Zündwilligkeitsgruppen (I; IIA; II B; II C;) die bei Ex)i anstelle der Zündgruppen stehen, gibt es keine Veränderungen.

In einem thematisch sich anschließenden Vortrag über sicherheitstechnische Forderungen für die Projektierung und Konstruktion eigensicherer Anlagen von *H. Grützner* (VEB Chemieanlagenbau Leipzig-Grimma, Betriebsteil KIB) folgten spezielle Anwendungshinweise zu TGL 200-0621/05.

Besondere Aufmerksamkeit erfordern das Vermeiden von Störbeeinflussungen, ausgedrückt durch die Höhe der zulässigen Fremdspannungen in eigensicheren Stromkreisen, und die Erdungsbedingungen für Sicherheitsbarrieren. Für den Potentialausgleich gilt TGL 200-0602/03 — Abschn. 1.5 — in vollem Umfang. Zwischen den Sicherheitsbarrieren in der Betriebsanlage und der Potentialausgleichschiene in der Zentraleinrichtung (Meßwarte) muß eine gegen Selbstlockern geschützte Potentialverbindungsleitung vorhanden sein. Als Übergabestelle dieser Verbindungsleitung ($\geqq$ 1,5 mm² Cu) wird eine „ZER-Potentialausgleichschiene" in die Betriebsanlage gefordert. Außerdem gibt es in TGL 200-0621/05 spezielle Bedingungen für das Verdrahten und Klemmen der Leiter eigensicherer Anlagen einschließlich ihrer Abschirmung und nicht belegter Leiter, für die Zusammenschaltung von Betriebsmitteln und für den Einsatz von Betriebsmitteln nicht explosionsgeschützter Bauart, ebenso für die Leitermindestquerschnitte, Leiterverbindungen, Kabel- und Leitungseinsatz sowie für die Prüfspannung, den Isolationswiderstand und das Betreiben.

A. Hoffmann (VEB Geräte- und Regler-Werke „Wilhelm Pieck" Teltow) informierte über die erstmalig standardisierten Prüfbestimmungen für eigensichere Anlagen. Anstelle technisch veralteten TÜ-Mitteilung Nr. 130 „Richtlinie über zulässige Fremdspannungen in eigensicheren Anlagen" wurden in TGL 200-0621/05 neue praktikable Verfahren aufgenommen. Zum Prüfumfang gehören hauptsächlich der Nachweis des Isoliervermögens, der Induktivität, der Kapazität und der Fremdspannung. Kapazität und Induktivität dürfen neuerdings anstelle von Meßergebnissen auch rechnerisch belegt werden. Die Leitererdkapazität muß nur ermittelt werden, wenn die Fremdspannung größer ist als 3 V bei Kategorie IIC (bzw. 4 V/II B, 5 V/II A). Für die Wiederholung der Revisionsprüfung nennt der Standard als Richtwert 2 Jahre, wobei die Kapazitäts- und die Induktivitätsprüfung entfallen können.

In einem weiteren Vortrag von *S. Weigold* wurden die sicherheitstechnischen Forderungen an explosionsgeschützte Betriebsmittel der Schutzarten Fremdbelüftung (Ex)f und Fremdluftüberdruck (Ex)fü in TGL 1949/05 dargestellt. Das Schutzprinzip beruht auf der Schutzgasspülung oder einem Schutzgasüberdruck im Gehäuse der elektrotechnischen Betriebsmittel mit dem Ziel, vor der Inbetriebnahme eingedrungene gasförmige Brennstoffe auszublasen und ihr erneutes Eindringen während des Betriebes zu verhindern. Dazu gehören entsprechende Sicherheitsforderungen wie z. B. die 5fache Schutzgasspülung vor dem Einschalten, Schutzgasüberwachungseinrichtungen u. a.. In konstruktiver Hinsicht sind der Schutzgrad nach TGL 15165 — mindestens IP 44 — und das Vermeiden von Unterdruckzonen im Gehäuse besonders zu beachten, ebenso die erforderliche Festigkeit für den 2fachen Wert des maximal vorgesehenen Schutzgasdruckes und die Sonderverschlüsse für betriebsmäßig notwendige Öffnungen, z. B. Schauscheiben und Zugänge für Justierarbeiten. Aus den prinzipiellen Unterschieden zwischen den Maßnahmen „Fremdbelüftung" mit mindestens 98,1 N/m² Überdruck und „Fremdluftüberdruck" mit mindestens 392,4 N/m² Überdruck ergeben sich eine Reihe von betriebs- und überwachungs-technischen Besonderheiten, z. B. die Anwendung von Volumenstrom- oder Druckmeßwertgebern, der ökonomisch bedingte Verzicht auf inerte Schutzgase und das Verbot der lüftungstechnischen Reihenschaltung bei „Fremdbelüftung".

Daran anknüpfend stellte *J. Pester* (VEB Chemieanlagenbaukombinat Leipzig-Grimma, Betriebsteil IZB Markkleeberg) die neuen sicherheitstechnischen Forderungen für fremdbelüftete Anlagen vor. Mit TGL 200-0621/03 wurde erstmalig ein Errichtungsstandard verbindlich, der in Analogie zum Thema Eigensicherheit den bisher gültigen Standard umfassend ergänzt. Der neue Standard greift die „klassischen" Schutzprinzipien aus TGL 19491/05 auf und erweitert sie mit gestaffelten Bedingungen an den Errichtungs- und Schutzaufwand, bezogen auf die Gasexplosions-Gefährdungsgrade nach TGL 30042. In seiner Gliederung folgt der Standard zwei wesensgleichen Zielen:

- Gewährleistung der Schutzgasführung und -überwachung für explosionsgeschützte elektrotechnische Betriebsmittel der Schutzarten (Ex)f und (Ex)fü.
- Gewährleistung einer sicheren Atmosphäre um Betriebsmittel ohne Explosionsschutz („Normalausführung") in explosionsgefährdeten Arbeitsstätten.

Während für die Auswahl von (Ex)f/fü-Betriebsmitteln in Abhängigkeit der Explosionsgefährdungsgrade auf TGL 200-0621/02 Bezug genommen wird, richten sich die Anwendungs- und Ausführungsmöglichkeiten einer fremdbelüfteten Anlage für Schalt-, Steuer- und BMSR-Schränke, elektrotechnische Betriebsräume, Analysenmeßräume und Versuchsaufbauten ausschließlich nach TGL 200-0621/03. Wesentliche Anwendungserleichterungen bestehen bei den niedrigen Explosionsgefährdungsgraden EG 3 und EG 4. Bei Fremdluftüberdruck mit Luft als Schutzgas dürfen brennbare Stoffe betriebsmäßig nicht in das Betriebsmittel, den Schrank oder den Raum eingeführt werden.

Im Hinblick auf den Ursprung der explosiblen Gemische können auch für fremdbelüftete Anlagen spezielle Forderungen im „Gutachten zur Brand- und Explosionsgefährdung" nach TGL 30042 festgelegt werden.

S. Büttner und Dr.-Ing. *H.-J. Linström* (Institut für Bergbausicherheit Leipzig, Bereich Freiberg) behandelten die Konstruktion und Prüfung vergußgekapselter elektrotechnischer Betriebsmittel und die Einstufung ihres Sicherheitsniveaus (vorgetragen von *D. Uhlig*, IfB). Neuartige Isolierstoffe und Vergußmassen ermöglichen für solche Betriebsmittel eine vergleichsweise wirtschaftlichere Ausführung als die bekannten (Ex)-Schutzarten. Für solche Isolierstoffkapselungen im Sinne eines „Sonderschutzes" (Ex)s gibt es jedoch noch keine speziellen Konstruktions- und Prüfbestimmungen. Isolierstoffkapselungen eignen sich auf Grund ihrer relativ gleichartigen Wiederholung am ehesten zur Formulierung allgemeingültiger Untersuchungsergebnisse. Untersucht wurden Isolierstoffkapselungen ohne Hohlraum mit den Nachbildungen „Schmelzdraht" und „Wicklung" sowie mit Hohlraum, wobei in letzterem Fall auch die Nachbildung „Schaltkontakt" einbezogen war. Als Vergußmasse dienten vorrangig Epoxidharze und Silikonkautschukpaste in Dicken zwischen 3 mm und 30 mm. Je nach Prüfkörper, Prüfdauer und elektrischer Belastung ergaben sich interessante Untersuchungsergebnisse. Hauptursache für die Zerstörung der Isolierstoffkapselung waren thermisch hervorgerufene mechanische Spannungen. Hohlräume können diese Spannungen wesentlich mindern, die Schichtdicke hingegen ist weniger von Bedeutung, ebenso die Isolierstoffart. Für die leistungsschwache Mikroelektronik kann ein voll wirksamer, nahezu idealer Explosionsschutz erreicht werden, dessen Sicherheitsniveau sogar dem Gefährdungsgrad EG 1 nach TGL 30042 entspricht („ständig explosionsgefährdet"). Bei starkstromtechnischen Betriebsmitteln dagegen ermittelte man meist nur ein Sicherheitsniveau entsprechend EG 3 („zuweilen explosionsgefährdet").

Aus der beachtlichen Besucherzahl in der Magdeburger Stadthalle war zu erkennen, welch reges Interesse für die sachkundige Interpretation neuer Vorschriften des elektro- und BMSR-technischen Explosionsschutzes besteht.

msr 7004 *J. Pester*

Kreuzkorrelator zur Systemidentifikation

An der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik, werden in den letzten Jahren verstärkt Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der Systemidentifikation durchgeführt, mit dem Ziel, spezielle Aufgabenstellungen aus dem maritimen Bereich der Automatisierungstechnik zu lösen. Ein Schwerpunkt dabei ist die Anwendung der Korrelationstechnik, die durch die Entwicklung der elektronischen Bauelemente der letzten Jahre erheblich an Bedeutung gewonnen hat. Ergebnisse wurden auf dem 2. Symposium Maritime Elektronik der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock 1977 und in [1] vorgestellt.
Zuerst wurde ein Gerät unter Verwendung integrierter digitaler und analoger Bausteine aufgebaut und praktisch erprobt (Bild 1) [2]. Bestimmte Nachteile der festverdrahteten Realisierung, besonders die geringe Flexibilität des Aufbaus, waren der Anstoß für die Konzipierung eines Kreuzkorrelators auf Mikrorechnerbasis (Bild 2). Die beiden Geräte waren auf der ZMMM 1978 in Leipzig ausgestellt. Hinzuweisen ist auf die Zusammenarbeit mit dem Schiffbauinstitut Leningrad (LKI) bei der Nutzung solcher Geräte [3].

Verwendung integrierter digitaler und analoger Bausteine

Die Lösungsvariante wurde in [1] vorgestellt. Es sollen hier nur noch einmal die technischen Daten zusammengestellt werden:

- Testsignal: Binär pseudostochastisch; modulo 2-rückgekoppeltes Schieberegister mit wahlweise 4—7 Stufen
- Integrationszeit: wahlweise 1, 2, 4, 8 Perioden der Binärfolge nach Ablaufen der sog. Einstellfolge
- Abklingzeit des zu untersuchenden Systems: 4 ... 500 s
- Ausgabe: Parallele Ausgabe von 14—20 Werten der KKF (Gewichtsfunktion).

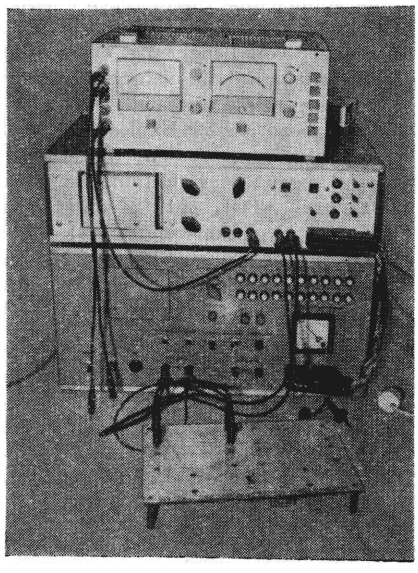


Bild 1. Kreuzkorrelator unter Verwendung integrierter digitaler und analoger Bausteine

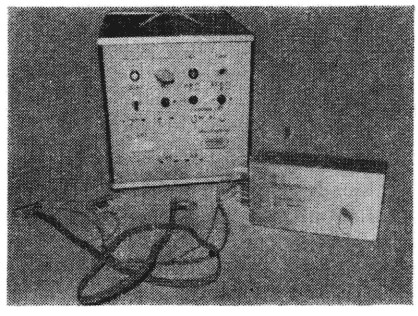


Bild 2. Kreuzkorrelator auf Mikrorechnerbasis

Anwendung eines Mikrorechners

Kernstück des Meßplatzes ist der Mikrorechner auf der Basis des U 808 D, der sämtliche wesentlichen Funktionen zur Korrelationsbildung übernimmt:

- Testsignalerzeugung
- Bildung der zeitlich verschobenen Folgen
- Produktionsbildung und Integration.

Ein A/D-Umsetzer (7 bit und Vorzeichen) und ein D/A-Umsetzer gewährleisten die Kopplung des Rechners mit dem zu untersuchenden System. Der zeitliche Ablauf der Meßwerterfassung wird durch einen Zeitgeber gesteuert.

Die Kreuzkorrelationsbildung erfolgt bei der im Bild 2 gezeigten Konzeption in den Stufen: Meßwerterfassung und Meßwertverarbeitung. Bei der Meßwerterfassung wird nach Ablauf der Einschwingfolge ein Wert der Binärfolge für die Zustandszeit t_z auf das System gegeben. Zu Beginn und nach Ablauf der Hälfte der Zustandszeit erhält der ADU den Befehl zur Umsetzung des Systemausgangssignals, nach abgeschlossener Umsetzung wird der jeweils erfaßte Wert vom Rechner eingelesen. Danach erfolgt eine gewichtete Mittelwertsbildung über die vorhergegangene Zustandszeit mit Abspeicherung oder Ausgabe über einen Lochstreifenstanzer.
Dieser Vorgang der Meßwerterfassung wiederholt sich entsprechend der Größe der eingegebenen aktuellen Parameter.

Bei der Meßwertverarbeitung werden die abgespeicherten Meßwerte nacheinander

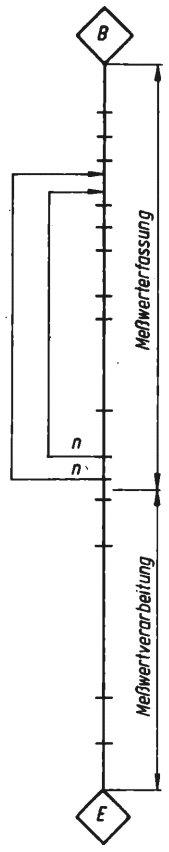


Bild 3
Programmablaufplan in vereinfachter Darstellung

Eingabe der aktuellen Parameter
Anfangspositionierung der Folge
Ausgabe der Einschwingfolge
Ausgabe eines Folgenwertes
Meßwerterfassung über ADU (y_n)
Vorbereitung der Ausgabe des nächsten Folgewertes
Meßwerterfassung über ADU ($y_n + 1/2$)
Bildung des Mittelwertes des Systemausgangssignals
Ausgabe des Mittelwertes y_{n-1} über Lochbandstanzer
Periode vollständig abgearbeitet?
Alle Perioden vollständig abgearbeitet?
Eingabe eines Mittelwertes des Systemeingangssignals
Verknüpfung dieses Mittelwertes mit den entsprechenden verschobenen Werten des Systemeingangssignals, Addition des komplementierten oder nichtkomplementierten Wertes zum entsprechenden Summenspeicher (rekursive Berechnung der Werte der Kreuzkorrelationsfunktion)
Sämtliche Mittelwerte des Systemausgangssignals verarbeitet?
Ausgabe der Kreuzkorrelationswerte

mit den entsprechenden verschobenen Eingangssignalfolgen multipliziert und die Produkte mit gleichem Verschiebungsindex integriert. Bild 3 zeigt einen Programmablaufplan in vereinfachter Darstellung.

Über die Bedienkonsole werden folgende Größen eingegeben:

1. Folgenauswahl (Schieberegisterlänge)
2. Positionierung der Folge auf einen beliebigen Anfangswert
3. Anzahl der zu verarbeitenden Perioden des Testsignals
4. Abstand der zu berücksichtigenden verschobenen Folgen.

Die Zustandszeit t_z ist am Steuerteil einstellbar. Bei der Ausgabe der Mittelwerte über einen Lochbandstanzer im Meßwerterfassungsteil (langsame Variante) beträgt die minimale Zustandszeit 60 ms. Die maximale Zustandszeit ist nur durch die niedrigste Taktgeneratorfrequenz vorgegeben. Gegenwärtig lassen sich hier ebenfalls Systeme mit Abklingzeiten zwischen 1 s und 500 s identifizieren.

Vergleich der beiden Varianten

Bei der ersten Lösung muß von vornherein festgelegt werden, welche Folgenlängen man verwenden will und wie der Abstand der zeitlich verschobenen Folgen sein soll. Insbesondere die Forderung nach äquidistant verschobenen Folgen hat bei größerer Schieberegisterlänge erheblichen Aufwand an modulo 2-Addition (Antivalenzstufen) zur Folge [1]. Die parallele Arbeitsweise des Korrelators wird begrenzt durch eine vertretbare Anzahl analoger Integratoren, deren Drift nicht vernachlässigt werden darf. Man wird deshalb kaum mehr als 20 Meßwerte der Gewichtsfunktion erhalten und dementsprechend die zeitlich verschobenen Folgen bestimmen. Nach abgeschlossenem Geräteaufbau kann man bestenfalls durch Umschalten des Taktgenerators die zulässige Abklingzeit des zu untersuchenden Systems variieren. Die Erzeugung drei- oder höherwertiger pseudostochastischer Testsignale mit TTL-Bausteinen wird sehr aufwendig [4]. Bei der Verwendung eines Mikrorechners für diese Aufgabe können die genannten Nachteile vermieden werden. Die Erzeugung höherwertiger pseudostochastischer Testsignale und deren Verschiebung wird zur Zeit bearbeitet. Durch entsprechende Programmorganisation können über die Bedienkonsole alle interessierenden Parameter eingegeben werden. Nachteile bei bestimmten Rechenoperationen (z. B. Division), die zu einer Verlangsamung des Programms führen könnten, werden dadurch umgangen, daß diese in das nachfolgende Parameterschätzverfahren einbezogen werden.

Literatur

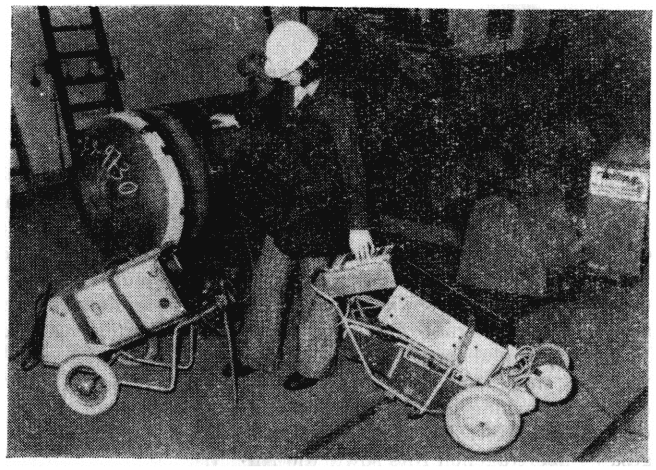
[1] *Friedrich, R.; Wengel, N.:* Realisierung eines Kreuzkorrelators zur Systemidentifikation durch Anwendung eines Mikrorechners. msr **20** (1977) H. 12, S. 668 bis 671.

[2] *Friedrich, R.:* Aufbau eines einfachen Kreuzkorrelators zur Systemidentifikation. Wiss. Zeitschr. der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock 25 (1976) H. 8, S. 935 – 938.

[3] *Friedrich, R.:* Kreuzkorrelatoren zur Systemidentifikation (in russ. Sprache). Leningrader Schiffbauinstitut (LKI) **123** (1977) S. 21 – 26.

[4] *Friedrich, R.; Haase, I.:* Erzeugung dreiwertiger Folgen maximaler Länge zur Systemidentifikation. msr **21** (1978) H. 4, S. 202 und 203.

msr 6899 *R. Friedrich; W. Drewelow*



Ultradata für die Ultraschall-Schweißnahtprüfung

Ultradata ist ein Gerät zur Primärdatenerfassung bei der Ultraschall-Schweißnahtprüfung. Im VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht" Magdeburg sind jährlich mehrere 1000 Schweißnahtprüfabschnitte an Chemieanlagen zerstörungsfrei zu prüfen. Dabei fallen mehr als 5 Millionen Einzelinformationen an, die erfaßt, ausgewertet und dokumentiert werden müssen.

Um die rationelle Bearbeitung der Prüfdaten zu gewährleisten, werden diese unmittelbar in den territorial gestreuten Prüfstellen für zerstörungsfreie Schweißnahtprüfungen primär EDV-mäßig erfaßt und in regelmäßigen Intervallen der zentralen Rechenstation zur Abarbeitung übergeben. Die Bearbeitung erfolgt mit der EDV-Anlage R 300.

Problematisch ist die Erfassung der Prüfdaten bei der Ultraschall-Schweißnahtprüfung. Die Prüfung erfolgt in den meisten Fällen am Standort des Prüflings. Dabei ist es erforderlich, die anfallenden Prüfdaten sofort in EDV-gerechter Form aufzuzeichnen [1]. Leider mangelt es noch an transportablen Datenerfassungsgeräten für den Einsatz in Schweißwerkstätten.

Für den Einsatz im VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht" wurde ein Primärdatenerfassungsgerät entwickelt, das auf die Belange der Ultraschall-Schweißnahtprüfung speziell zugeschnitten ist. Das Datenerfassungsgerät wurde auf der Grundlage des Meßwertlochersystems 3518-000 (VEB Funkwerk Erfurt) aufgebaut. Es besteht aus dem Meßwertlocher 3518-020 und einer dazugehörigen Treibereinheit 3518-010. Für die Eingabe der Daten wurde ein spezielles Tastenfeld entwickelt. Die einzelnen Teile des Gerätes sind auf einem zweirädrigen Wagen angeordnet, so daß das gesamte Erfassungssystem vom Prüfer in die Fertigungswerkstätten mitgeführt werden kann. Das System dient der Speicherung der bei der Ultraschallprüfung anfallenden Meßdaten auf dem Datenträger Lochband. Die Eingabe der Daten erfolgt manuell. Dabei müssen die Prüfdaten in einer festgelegten Reihenfolge eingegeben werden. Im einzelnen werden folgende Werte erfaßt: Prüfnummer; Abschnitt-Nr.; Schweißer-Nr.; Schweißverfahren; Prüfmindestnote; Prüfer; Ungänzenart; Größe; Häufigkeit; Note; Ungänzenlänge; Prüfabschnittlänge.

Von diesen einzugebenden Daten ist ein Teil über mehrere Prüfabschnitte konstant.* Beispielsweise ändern sich Schweißer-Nummer, Schweißverfahren, Prüfmindestnote u. ä. i. allg. nur bei Werkstückwechsel. Diese konstanten Daten können mit Hilfe eines Vorwahldrehschalters am Eingabetableau gespeichert werden und brauchen nicht mehr eingetastet zu werden.

Die von Prüfabschnitt zu Prüfabschnitt veränderlichen Werte (Abschnitt-Nr., Ungänzenart, -größe, -häufigkeit, Note) werden über die Tastatur eingegeben. Damit der Ultraschallprüfer in der Reihenfolge der einzugebenden Prüfpositionen keine Position überspringt oder vergißt, ist für jede Position eine Kontrollampe vorhanden, die nach Eingabe der entsprechenden Werte aufleuchtet. Nach Eingabe aller Daten eines Prüfabschnittes müssen also alle Kontrollampen eingeschaltet sein.

Weiterhin sind zur Eingabe zusätzlicher Werte (Vor- und Nachsatz) spezielle Tasten vorhanden, die die beliebige Eingabe alphanumerischer Zeichen gestatten.

Einsatzerfahrungen

Vom Arbeitsprinzip her hat sich das Erfassungsgerät gut bewährt. Als Schwachpunkte beim praktischen Einsatz zeigten sich

- das große Volumen und die Masse des Gerätes
- die Empfindlichkeit des mechanischen Lochersystems gegen Staub und Umwelteinflüsse
- das Fehlen einer Kontrolle in Klarschrift.

Literatur

[1] *Richter, H.-U.:* Automatische Auswertung der kombinierten manuellen ultraakustischen und radiografischen Schweißnahtprüfung mit Hilfe eines Mensch-Maschine-Systems. Schweißtechnik 25 (1975) H. 10, S. 440–443, und H. 11, S. 489–492. msr 6881 *P. Jahn*

Meßeinrichtung zur Ermittlung von Fehlern bei der Datenübertragung

Es wird ein Gerät zur Messung der Bitfehlerhäufigkeit bei digitalen Übertragungsstrecken beschrieben. Die Meßeinrichtung besteht aus räumlich getrenntem Sende- und Empfangsteil (Bild 1). Im Sendeteil wird ein pseudostochastisches Signal erzeugt, dessen Frequenz, Impulsform und Amplitude wählbar sind. Im Empfangsteil wird das ankommende Signal synchronisiert und ausgewertet. Die Anzahl der insgesamt übertragenen Bits sowie die Anzahl der fehlerhaften Bits werden angezeigt.

Eine mathematische Erfassung von Störungen auf Datenwegen ist nur für Sonderfälle möglich. Durch Messung von Übertragungsfehlern läßt sich jedoch für die Datenkanäle ein Gütemaß ermitteln. Der Einfluß von Störungen auf Übertragungskanäle kann durch die Übergangswahrscheinlichkeiten $p(y_i/x_i)$ angegeben werden. Zur vollständigen Beschreibung des Zusammenspiels Sendeinformation — Übertragungskanal — Empfangsinformation ist außerdem die Kenntnis der Sendewahrscheinlichkeiten $p(x_i)$ notwendig [1]. Der Binärkanal, der der realisierten Meßeinrichtung als Modell zugrunde liegt, ist im Bild 2 dargestellt.

Setzt man die Sendewahrscheinlichkeiten $p(x_i)$ als bekannt voraus, so ist durch Messung von $p(y_0/x_1)$ und $p(y_1/x_0)$ das Verhalten des Übertragungskanals vollständig bekannt.

Ein Fehler bedeutet sowohl die Verfälschung einer 0 in eine 1 (= H-Fehler) als auch die Verfälschung einer 1 in eine 0 (= L-Fehler). Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit (p) ist die Summe dieser beiden Fehleranteile.

$$p = p(0) \cdot p(1/0) + p(1) \cdot p(0/1) .$$

Da sich Messungen nur über endlich lange Zeiten erstrecken können, ist es günstiger, von Fehlerhäufigkeit anstatt von Fehlerwahrscheinlichkeit zu sprechen. Sinnvollerweise definiert man:

$$\text{Bitfehlerhäufigkeit} = \frac{\sum \text{fehlerhafte Bits}}{\sum \text{gesendete Bits}} .$$

Bei der Datenübertragung ist es jedoch vorteilhafter, zur Gütebeurteilung eine Blockfehlerhäufigkeit festzulegen

$$\text{Blockfehlerhäufigkeit} = \frac{\sum \text{fehlerhafte Blöcke}}{\sum \text{gesendete Blöcke}} .$$

Für den statistisch unabhängigen, gestörten Binärkanal, d. h., die Verfälschung ist unabhängig von den vorangegangenen Fehlern, besteht zwischen Bit- und Blockfehlerhäufigkeit p_B ein Zusammenhang, der durch die Binominalverteilung beschrieben wird:

$$p_B = \binom{l}{k} \cdot p^k (1-p)^{l-k} .$$

Die Beziehung sagt aus, wie groß bei gegebener Bitfehlerwahrscheinlichkeit p die Blockfehlerwahrscheinlichkeit p_B dafür ist, daß von l (Blocklänge) gesendeten Bits gerade k gestört sind.

Meßprinzip

Mit dem Fehlermeßgerät wird die Bitfehlerhäufigkeit getrennt nach H- und L-Fehler gemessen. Die Meßeinrichtung (Bild 3) besteht aus Sende- und Empfangsteil. Im Sendeteil wird mit einem rückgekoppelten Schieberegister ein pseudostochastisches Signal nach einer CCITT-Empfehlung erzeugt und über eine Sendestufe auf die Übertragungsleitung gegeben.

Im Empfangsteil wird der aus dem ankommenden Signal gewonnene Takt mit dem dort erzeugten synchronisiert. Dieser Takt steuert wiederum ein Schieberegister, das dem der Sendeseite entspricht. Eine Synchronisationsschaltung sorgt für den Gleichlauf der Register. Die Impulsfolge des empfangsseitigen Schieberegisters wird dann mit den

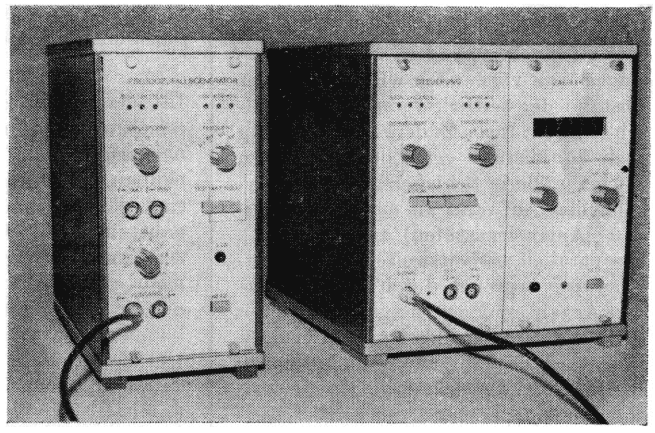


Bild 1 Frontansicht des Sende- und Empfangsteils

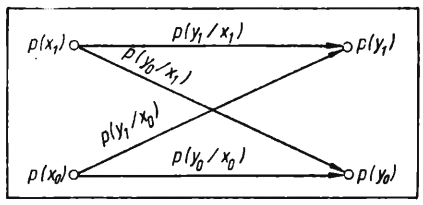
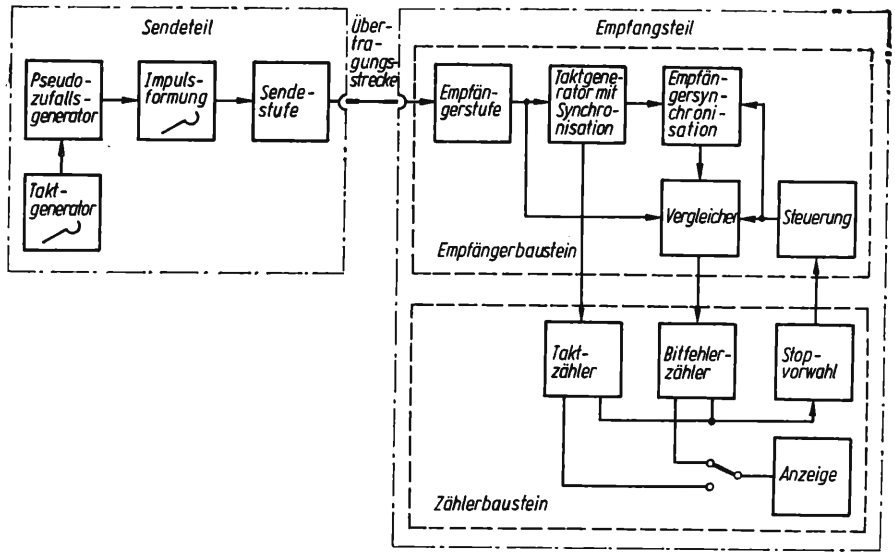


Bild 2. Gestörter Binärkanal

Bild 3. Sifnalflußbild der Meßeinrichtung



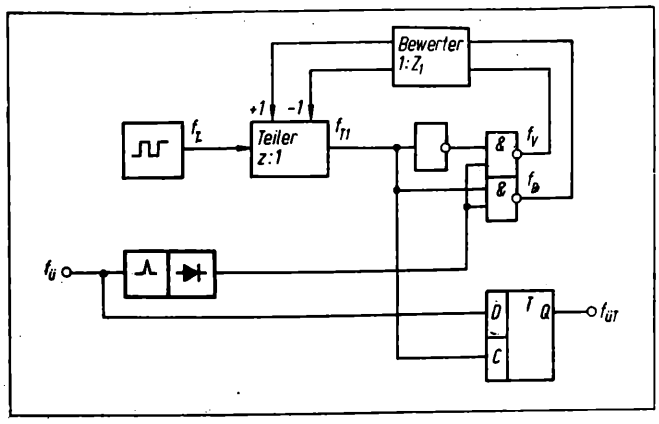


Bild 4. Signalflußbild zur Taktsynchronisation

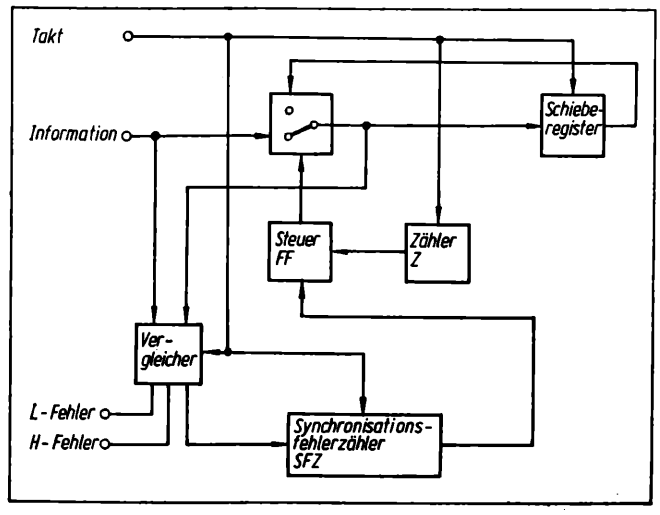


Bild 5. Signalflußbild zur Empfängersynchronisation

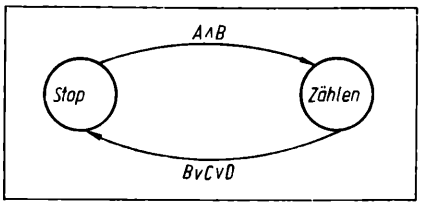


Bild 6. Graph zur Darstellung der Ablaufsteuerung
A ... Start; *B* ... Synchronisation vorhanden; C ... Zähler voll; *D* ... Handstop

übertragenen Signalen verglichen und die Abweichungen über eine Antivalenzschaltung registriert.

Sendeteil

Der Sendeteil ist der Teil des Fehlermeßsystems, der eine Maximalfolge eines Pseudozufallssignals mit wählbarer Frequenz, Impulsform und Amplitude zur Verfügung stellt.
Alle Signale werden von einem 10-MHz-Quarzgenerator abgeleitet. Der Pseudozufallsgenerator besteht aus einem neunstufigen Schieberegister, dessen Periode $2^9 - 1 = 511$ Takte beträgt. Um eine Maximalfolge zu erhalten, sind die 5. und 9. Stufe über ein Exklusiv-ODER rückgekoppelt. Das Pseudozufallssignal wird als NRZ (Not Return to Zero)- bzw. nach einer Verknüpfung mit dem Takt als RZ (Return to Zero)-Signal weiterverarbeitet.
Der Baustein „Impulsformung" erzeugt 4 Signalformen. Dabei werden aus dem NRZ- und dem RZ-Signal noch zusätzlich je ein gleichstromfreies Signal gebildet, indem die Impulse alternierend die Spannung $+U$ und $-U$ annehmen.

Die Endstufe paßt die Signale an das Kabel an. Sie ist komplementärsymmetrisch aufgebaut, was ein gutes Großsignalverhalten für die Rechteckspannungen ermöglicht.

Empfangsteil

Die Empfängerschaltung formt die ankommenden Impulse in ein TTL-gerechtes NRZ- oder RZ-Signal um. Dazu wird ein mit den Komparatoren A 110 aufgebauter Fensterdiskriminator benutzt. Die Schwellenwertspannungen für den Diskriminator werden automatisch oder über ein Potentiometer eingestellt. Bei automatischem Betrieb liegt die Schwellspannung bei der halben Impulsamplitude.
Um eine Taktsynchronisation ohne gesonderte Taktübertragung zu realisieren, kann man die Flanken des Informationssignals ausnutzen. Dazu wird ein in [2] vorgeschlagenes Verfahren angewendet. Das Signalflußbild zeigt Bild 4. Die Frequenz des Taktgenerators wird durch einen Teiler auf die gewünschte Empfängertaktfrequenz f_{T1} heruntergeteilt:

$$f_{T1} = f_T : Z .$$

Das empfangene Informationssignal $f_Ü$ wird mit der L/H-Flanke des Taktes f_{T1} abgetastet. Somit entsteht nach dem D-Flip-Flop das taktsynchrone Ausgangssignal $f_{ÜT}$. Damit die L/H-Flanke des Abtasttaktes in der Mitte zwischen Änderungen des Informationssignals liegt, müssen diese Zustandsänderungen möglichst in der Nähe der H/L-Flanke des Taktes f_{T1} (Tastverhältnis 1:1) liegen. Dazu werden aus den Flanken des empfangenen Signals kurze positive Impulse erzeugt. Diese tasten mit Hilfe der beiden UND-Schaltungen den Takt f_{T1} ab. Je nach der zeitlichen Lage wird dann ein Beschleunigungsimpuls f_B oder ein Verzögerungsimpuls f_V abgegeben. Um zu gewährleisten, daß nicht ständig beschleunigt oder verlangsamt wird, ist dem Teiler ein Bewerter (3-stufiger Binärzähler) vorgeschaltet.
Die Empfängersynchronisation und den Vergleicher zeigt Bild 5. Im Empfänger befindet sich ein gleichartig aufgebautes mod-2-rückgekoppeltes Schieberegister wie im Sender. Zunächst läuft über den Umschalter U die übertragene Impulsfolge in das Schieberegister ein. Dieses hat nach n Takten n Bit der ankommenden Information gespeichert. War während dieser Zeit die Übertragung völlig fehlerfrei, dann enthält das Empfangsregister, um die Laufzeit im Übertragungsmedium verschoben, das gleiche Bitmuster wie das Senderegister. Der Zähler Z schaltet nach $n = 16$ Takten über das Steuer-Flip-Flop den Umschalter U um. Da nun Sende- und Empfangsregister das gleiche Bitmuster haben, muß sich im Vergleicher bei fehlerfreier Übertragung der Wert 0 ergeben. Kommt jedoch aus dem Vergleicher sofort eine hohe Fehlerzahl, dann kann man annehmen, daß keine Synchronisation erreicht worden ist. Der Synchronisationsfehlerzähler (SFZ) bewirkt dementsprechend sofort über das Steuer-FF einen neuen Suchlauf.
Der Vergleich wird durch ein Exklusiv-ODER realisiert. Anschließend erfolgt noch eine Unterscheidung in L- und H-Fehler.
Der im Bild 6 gezeigte Graph stellt die Bedingungen für die Ablaufsteuerung dar. Demzufolge kann eine Messung erst beginnen, wenn nach Herstellung der Synchronisation die Starttaste betätigt wird. Die Messung wird gestoppt, wenn die Synchronisation ausgefallen ist, der Zähler voll ist oder Handstop vorliegt.
Der Zählerbaustein registriert die Takte sowie die L- und H-Fehler. Er besteht aus 3 gleichartigen Zählerplatinen und einer 6stelligen dekadischen Anzeige mit den dazugehörigen Dekodern.

Technische Daten

Übertragungsfrequenzen 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz
Ausgangsspannung des Senders U_S = = 0,5 ... 5 V and 50 Ω
Schwellspannung in der Empfangsstufe $U_{Sch} = 0 \ldots 5$ V

Literatur

[1] *Fritzsche, G.:* Informations-Übertragung. Wissensspeicher. Berlin: VEB Verlag Technik 1977.
[2] *Swoboda, J.:* Ein Vorschlag zur Taktsynchronisation bei Datenübertragung. AEÜ 22 (1968) H. 11, S. 509 – 513.
[3] *Wellhausen, H.-W.; Martin, D.:* Fehlerhäufigkeitsmessungen. NTZ 24 (1971) H. 11, S. 553 – 557.
[4] *Schmidt, J.; Seddig, H.-P.; Futterschneider, H.:* Meßsystem zur Ermittlung von Übertragungsfehlern bei der Datenübertragung. Zentralinstitut für Kernforschung Rossendorf, NVe 34/76, November 1977. msr 6931

J. Schmidt; H.-P. Seddig; H. Futterschneider

The art of computer programming. vol. 2: Seminumerical algorithms (in russ. Sprache). Von *D. Knuth.* Moskau: Mir 1977. 726 Seiten, 36 Bilder.

Der zweite Band dieser Monografie (1. Band Moskau: 1976) ist einem Grenzgebiet zwischen den traditionellen numerischen Methoden und der Programmierung für eine EDV-Anlage gewidmet. Die entwickelten Algorithmen werden wiederum halbformal beschrieben, wobei ihre Effektivität sehr sorgfältig untersucht wird. Die Darlegungen gehen dabei von einer gedachten Rechenmaschine MIX aus, die vielen realen EDV-Anlagen entspricht. Die Programme werden in ihrer Maschinensprache angegeben.
Man kann das Buch in zwei Teile unterteilen. Der erste Teil ist der Erzeugung von Pseudozufallszahlen gewidmet. Entwickelt werden verschiedenartige Prozeduren zur Erzeugung von Zufallszahlenfolgen sowie zur Transformation in die gewünschte Verteilung. Ebenfalls ist die Organisation der statistischen Tests untersucht.
Im zweiten Teil ist die Arithmetik dargestellt. Dabei sind u. a. die Darstellung einer Zahl in verschiedenen Systemen der Zahlendarstellung und der Übergang von einem System in ein anderes, arithmetische Operationen mit Zahlen in Gleitkommadarstellung, Berechnung rationaler Funktionen und Polynome sowie Fragen der Aufteilung in Multiplikanten und zur Ermittlung des gemeinsamen größten Teilers, Rundungsfehler, Verfahren zur schnellen Multiplikation u. a. Gegenstand der Thematik. Das Buch ist mit vielen Aufgaben und Beispielen illustriert.

B 1182 *K.-H. Winter*

Mikroprozessor – Mikrorechner, Funktion und Anwendung. Von *W. Meiling,* Berlin: Akademie-Verlag 1978. 203 Seiten, 46 Bilder, 14 Tafeln, 21,– M.

Das Anliegen dieses Buches, das als fünfter Band der Reihe „Beiträge zur Forschungstechnologie", einer Schriftreihe für Experimentalmethodik, Systemanalyse und Instrumentierung in der naturwissenschaftlichen, medizinischen und technischen Forschung erscheint, ist es, die Möglichkeiten und die Innovationskraft, die sich durch die modernen Halbleitertechnologien und die Erfolge in der Mikroelektronik ergeben, für die Rationalisierung und Effektivierung moderner Forschungen, kurz für deren technologischen Fortschritt zu erschließen. Gemäß dieser Aufgabenstellung wurde auch das Buch gegliedert, so daß nach einem allgemeinen Überblick zu den fest-, beschränkt- und universell-programmierbaren Schaltkreiskonfigurationen systematisch auf den Aufbau und die Funktionsweise von Mikroprozessoren und Mikrorechnern übergeleitet wird. Die sich daran anschließenden Darstellungen zur Programmierung enthalten nicht nur grundsätzlich strukturelle und sprachliche Betrachtungen, sondern auch sehr wertvolle Hinweise aus der Programmierpraxis für die Organisation und Manipulation von Speichern und werden mit den wesentlichsten Aussagen zur rechnergestützten Programmentwicklung abgeschlossen. Um dem Anwender auch konkrete Vorstellungen zu vermitteln, werden dann ausgewählte Typenvertreter beschrieben und bezüglich des modularen Aufbaues und der Systemkonfigurationen allgemeine Schlußfolgerungen gezogen. Diese applikationsorientierte Darstellung wird noch durch übersichtliche und gut dargestellte Ausführungen über gezielt ausgewählte Anwendungen ergänzt. So wird genau über das berichtet, was den Mitarbeiter in der Forschung interessiert, nämlich: Prozeßdatenerfassung, Prozeßsteuerung und Prozeßregelung, Laborinstrumentierung und Applikationen in CAMAC-Systemen (Computer aided measurements and control) sowie über mögliche, sinnvolle und effektive Anwendungen von Taschenrechnerschaltkreisen. Wesentliche Aspekte zur Einsatzvorbereitung erweitern den Gesichtskreis des Lesers hinsichtlich der technologisch-organisatorischen Seite der Anwendungen der Mikrorechentechnik, die leider noch immer viel zu häufig vernachlässigt wird. Die in einem sehr umfangreichen Anhang übersichtlich dargestellten zusätzlichen Informationen unterstützen das o. a. Anliegen des Buches für eine sehr weite Anwendungsbreite. Alles in allem dürfte dieses Buch all denen ein ausgezeichnetes Hilfsmittel sein, die sich zur Effektivitätssteigerung ihrer Forschungsarbeiten moderner Automatisierungsmittel bedienen wollen.

B 1293 *S. Pilz*

New Trends in Systems Analysis (International Symposium, Versailles 1976). Von *A. Bensoussan* und *J. L. Lions.* Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag. 759 Seiten, 104 Bilder, 32 Tafeln.

Der als Band 2 der Reihe „Lecture Notes in Control and Information Sciences" herausgegebene Sammelband enthält den Text von 42 Vorträgen, die auf dem o. a. Symposium gehalten wurden. Die Vorträge sind nach untersuchten Systemklassen in sechs Sektionen zusammengefaßt. In Sektion 1 werden Systeme mit verteilten Parametern behandelt, u. a. die optimale Steuerung von Kernreaktoren (Übersichtsarbeit), Optimierungsprobleme mit Bereichsvariation, die Parameterschätzung bei chemischen Prozessen und ein Fischereimodell mit Folgerungen für optimale Fangquoten. Die Arbeiten der Sektion 2 befassen sich mit Problemen der modernen Fertigungstechnik: Massenproduktion mechanischer Teile, Montagetechnologie, Steuerung von Industrieobotern u. a., mit Einsatzmöglichkeiten von Mikroprozessoren. Sektion 3 enthält Beiträge über Energieprobleme der Zukunft, darunter die Untersuchung eines energiewirtschaftlichen Modells in der Phasenebene, Studien zur globalen Verwendung der Sonnenenergie und die stochastische Modellierung von Erdöl- und Erdgasvorkommen. Als Anwendungen der Steuerungstheorie – Sektion 4 – werden Steuerungsprobleme bei technischen Systemen (Großtanker, Stahlwerke, Kernreaktoren) und im nichttechnischen Bereich (Bevölkerungswachstum, Wasserhaushalt, Verkehr, Territorialplanung) behandelt. Dieser Abschnitt enthält ferner Übersichtsarbeiten über lineare Systeme mit Nachwirkung und über hierarchische Steuerungsstrukturen. Die Sektion 5 – Steuerung ökonomischer Systeme – befaßt sich sowohl mit prinzipiellen Fragen der Schaffung ökonomisch-ökologischer Modelle als auch mit systemtheoretischen Untersuchungen an speziellen Modellen nationaler Volkswirtschaften (USA/Kanada, Frankreich, Großbritannien). In den Arbeiten der letzten Sektion – Umweltschutz – kommt das Bemühen zum Ausdruck, die Umweltproblematik als globales Anliegen der Gesellschaft zu sehen und Ansätze zur Behandlung auf systemtheoretischer Grundlage zu finden. Die methodologische Vielfalt der Arbeiten zeigt, wie unterschiedlich gegenwärtig der Begriff Systemanalyse verstanden wird, während andererseits bestimmte Gebiete wie z. B. die Automatentheorie ausgeklammert wurden. So gibt der Band wertvolle Anregungen für die weitere systemanalytische Forschung.

B 1245 *H. L. Burmeister*

Numerical methods for constrained optimization. Von *P. E. Gill* und *W. Murrey* (Herausg.). Moskau: Mir. 290 Seiten, 31 Bilder.

Das Buch gibt einen hinreichend vollständigen Überblick über numerische Probleme und Methoden zur Lösung nichtlinearer Optimierungsaufgaben bei Berücksichtigung verschiedenartiger Nebenbedingungen. Es entstand auf der Grundlage der Ergebnisse der Konferenz zur Optimierung bei Nebenbedingungen

in England 1974. Die international bekannten Autoren, z. B. *Powell, Fletcher, Sargent* u. a., stellten sich dabei die Aufgabe, in weitgehend aufeinander abgestimmten Kapitelbeiträgen den gegenwärtigen Stand und die ungelösten Probleme auf diesem wichtigen Gebiet der numerischen Mathematik aufzuzeigen. Dabei konzentrieren sie sich auf den mathematischen Inhalt ausgewählter Algorithmen, analysieren die Vor- und Nachteile verschiedenartiger Ansätze und zeigen Entwicklungstendenzen auf.

Neben einer Einführung in die Methoden zur Optimierung mit Nebenbedingungen werden Newtonsche und quasi-newtonsche Lösungsverfahren bei linearen Nebenbedingungen, Verfahren zur Lösung von Aufgaben großer Dimension mit linearen Nebenbedingungen, Projektierungsverfahren der nichtlinearen Optimierung, Straf- und Barrierefunktionen, direkte Suchverfahren, Methoden, die mit der Lagrange-Funktion verbunden sind u. a. behandelt. Eine ausführliche Literaturzusammenstellung ermöglicht zu speziellen Fragen eine Vertiefung in der Originalliteratur sowie den Zugriff zu den unmittelbaren Algorithmen, auf die in dem Buch kaum eingegangen wird.

B 1253 *J.-A. Müller*

Statistical Theory and Methodology in Science and Engineering (in Russ.). Von *K. A. Brownlee*. Moskau: Nauka. 408 Seiten, 57 Bilder, 73 Tafeln.

Das vorliegende Buch ist als Lehrbuch der mathematischen Statistik geeignet, wobei es weitgehend im Selbststudium erarbeitet werden kann. Der Autor hat versucht, in einfacher, dem mit Grundkenntnissen der Mathematik vertrauten Leser zugänglicher Form die wichtigsten Grundlagen der mathematischen Statistik darzustellen. Dabei beginnt er mit den Grundlagen der Wahrscheinlichkeitsrechnung. Im weiteren beschränkt er sich vor allem auf die Darlegung von Methoden der mathematischen Statistik bei der Überprüfung von Hypothesen, Methoden der nichtparametrischen Statistik sowie auf die Regressions- und Dispersionsanalyse. Die Auswahl erfolgt vordringlich aus der Sicht der praktischen Anwendung der mathematischen Statistik in der experimentellen naturwissenschaftlichen und technischen Forschung. Die Darlegungen werden durch typische Aufgaben aus Theorie und praktischer Anwendung ergänzt. Darüber hinaus erhält der Leser durch eine große Anzahl von Übungsaufgaben, deren Lösungen am Ende des Buches angegeben sind, die Möglichkeit zur Überprüfung der erworbenen Kenntnisse.

B 1275 *J. Peters*

Theorie dynamischer Systeme. Von *G. Ludyk*. Westberlin: Elitera-Verlag. 464 Seiten, 176 Bilder, 4 Tafeln

Das vorliegende Buch ging aus Vorlesungen über System-, Netzwerk- und Regelungstheorie hervor. Inhaltlich wurde es so angelegt, daß es eine Grundlage der Systemtheorie darstellt und auch den Zugang zu neueren Ergebnissen auf dem Gebiet der Regelungs- und Netzwerktheorie sichert.
Aus diesem Grund werden vornehmlich Begriffe und Methoden der Systemtheorie vermittelt. Behandelt werden dazu zeitvariante und zeitinvariante sowie kontinuierliche (analoge) und diskontinuierliche (getastete) Systeme mit linearem und nichtlinearem Verhalten. Nach der Beschreibung des Eingangs- und Ausgangsverhaltens wird die Methode der Zustandsbeschreibung eingeführt und weitgehend weiterbenutzt. Die klassischen Verfahren werden beschrieben, der Zusammenhang zur Zustandsraumbeschreibung wird dargestellt. Die Behandlung der kontinuierlichen Systeme nimmt gegenüber der Behandlung von diskontinuierlichen Systemen, wie Automaten und Tastsysteme, einen wesentlich breiteren Raum ein.
Die Beschreibung realer Systeme bezieht sich nur auf solche, bei denen determinierte Zeitfunktionen auftreten. Vorausgesetzt werden Kenntnisse zur linearen Algebra, zur Differential- und Integralrechnung und zur Laplace-Transformation.
Der Verfasser arbeitet relativ viel mit Definitionen und Sätzen, die Anschaulichkeit erlangt er weitgehend durch viele eingestreute Beispiele.

B 1198 *H. Töpfer*

Decision Analysis. Introductory Lectures on Choices under Uncertainty (in Russ.). Von *H. Raiffa*. Moskau: Nauka 408 Seiten, 171 Bilder, 42 Tafeln.

Vielfach sind unter Bedingungen unvollständiger Informationen Entscheidungen zu treffen. Dabei zeigt es sich, daß diese unterschiedlichen Aufgaben der Entscheidungsfindung unter Unbestimmtheit i. allg. durch eine gemeinsame abstrakte Struktur beschrieben werden können. Die Statistik, Wahrscheinlichkeitstheorie und Entscheidungstheorie unterscheiden sich in der Betrachtung der philosophischen Grundlagen des Gegenstands der Entscheidungstheorie und bezüglich ihrer Empfehlungen, die sie in konkreten Situationen geben. Der Autor betont von Anfang an seine Zugehörigkeit zur sogenannten Bayesschen Schule oder, wie er sie auch bezeichnet, zu den Subjektivsten, die ihre intuitiven Empfindungen in die formale Analyse der Aufgaben der Entscheidungstheorie einfließen lassen. Dabei finden die Ideen dieser Schule schon weit über die Statistik und Entscheidungstheorie praktische Anwendung, wie in der Theorie der Organisationssteuerung, Organisationstheorie u. a.
Im Unterschied zu vielen Büchern, die der Theorie und praktischen Anwendung gewidmet sind, werden in diesem Buch sehr klar, einfach und in verständlicher Form sowie mit hoher methodisch-didaktischer Meisterschaft die grundlegenden Ideen und Prinzipien der Entscheidungsfindung unter Unbestimmtheit dargelegt. Gleichzeitig verweist die sowjetische Redaktion darauf, daß sich der Autor in der Darstellung so auf sein amerikanisches und westeuropäisches Auditorium — vor allem Manager — eingestellt hat, daß dem Leser aus einem sozialistischen Land erhebliche Schwierigkeiten und Mißverständnisse entstehen könnten. Diesen eventuellen Verständigungsproblemen soll durch ein Nachwort von *E. L. Nappelbaum* begegnet werden.

B 1269 *J.-A. Müller*

msr LESERZUSCHRIFT

Stellungnahme zu den Zuschriften aus Heft 8/1979, S. 464

Auf meine ausdrückliche Bitte kann Herr Dr. *Trommer* jedoch keine Literaturstelle nennen, wo seine Feststellung „Der dynamischen Programmierung (DP) wohnt von Haus aus die Möglichkeit inne, zwei oder mehr Optimierungsschritte vorher separat, sozusagen außerhalb der Reihenfolge, abzuarbeiten . . ." als eine generelle Eigenschaft der DP, ihre wissenschaftliche Beweisführung findet.
Wie Herr Dr. *Reinschke* nach meiner an ihn gerichteten Stellungnahme selbst eingesehen hat, läßt sich die in [3] und [4] (s. Heft 8) gestellte Aufgabe der Zuverlässigkeitsrechnung grundsätzlich nicht in die Aufgabe der optimalen Lastverteilung in der Energiewirtschaft überführen. Auf die in seiner Zuschrift gemachte Vergleichsbetrachtung soll deshalb nicht noch einmal eingegangen werden. Mit Verweis auf meinen im Heft 8/1979 veröffentlichten Beitrag ist eine ausführliche Stellungnahme nicht notwendig, wobei auf den Vergleich des abgeschwächten Optimalitätsprinzips mit der modifizierten DP sowie die Klärung der Ursache für die genannten Vorteile des hierarchischen Entscheidungsprinzips (HEP) gegenüber der modifizierten DP aufmerksam gemacht werden soll.
Der Verfasser dankt Herrn Dr. *Trommer* und Herrn Dr. *Reinschke* für den regen Meinungsaustausch.

Dipl.-Ing. *N. T. Nhan*
TH „Otto von Guericke" Magdeburg,
Sekt. Technische Kybernetik/Elektrotechnik

Optische Speicherung für Daten

Neben magnetischen Verfahren werden zunehmend optische Verfahren für die Datenspeicherung erprobt, da sie wirtschaftlicher und einfacher sind. In den Niederlanden entstand jetzt ein optischer Speicher, der aus einer 30-cm-Kunststoffplatte mit 45000 Rillen besteht und insgesamt 10 Milliarden bit speichern kann. Dies entspricht dem Zehnfachen eines Magnetplattenspeichers.
Die Daten werden mit Hilfe eines Lasers von 12 mW und 50 ns Dauer gespeichert, der ein Loch von 1 µm Durchmesser in die Metallschicht brennt. Mit einem „schwächeren" Laser können die Daten gelesen werden. Der Nachteil dieses Verfahrens liegt darin, daß die Informationen nicht mehr geändert oder gelöscht werden können.
Zunächst ist daran gedacht, diese neuen Speicher als „optisches Archiv" einzusetzen. An optischen Speichern, die durch neues Überspielen beliebig genutzt werden können (Holografiespeicher mit thermoplastischem Speichermaterial), wird gearbeitet. bwt/16/1358/26/5/79

Bildauswertegerät

Längen und Flächen im Makro- und Mikrobereich lassen sich mit einem neuen Projektor ausmessen, der in der Schweiz entwickelt worden ist.
Auf einer Mattscheibe (180 mm Durchmesser) erscheint ein bis 500fach vergrößertes Bild des auszuwertenden Objektes. Als Beleuchtung stehen Auflicht, Durchlicht und Polarisation zur Verfügung. Die sichtbaren Konturen auf dem Schirm werden von der Bedienungsperson mit der Fadenkreuzlupe eines Digitalplanimeters umfahren. Durch die mit einem Mikroprozessor ausgestattete Auswerte- und Anzeigeelektronik lassen sich auch einfache Rechenoperationen, wie Maßstabeingabe, Addition, Subtraktion von Linien und Flächen, Koordinatenbestimmungen, vornehmen. Anschlüsse für Drucker, Stanzer sind ebenfalls vorhanden. bwt 16/1358/26/5/79

8. Fachtagung Mikroelektronik

Die Bezirksfachsektion „Elektrotechnik" der KDT Suhl veranstaltet gemeinsam mit der TH Ilmenau am 12. und 13. Oktober 1979 in Oberhof die 8. Fachtagung mit folgenden Themen:

1. Technik und Technologie integrierter Schaltungen
2. Allgemeine Schaltungstechnik
3. Mikroprozessoren, Mikrorechentechnik.

Informationen und Einladungen sind erhältlich über den Bezirksverband der KDT Suhl, Bereich Wissenschaft und Technik, 60 Suhl, Ernst-Thälmann-Platz 4.

XVI. Galvanotechnische Fachtagung

Die Arbeitsausschüsse Galvanotechnik der Bezirke Suhl, Erfurt und Gera führen am 22. und 23. Oktober 1979 in Oberhof die o. a. Fachtagung mit folgenden Themen durch:

1. Funktionelle Galvanotechnik in der elektrotechnischen/elektronischen Industrie
2. Verfahren zur Rationalisierung des technologischen Durchlaufs.

Informationen und Einladungen sind erhältlich über den Bezirksverband der KDT Suhl, Bereich Wissenschaft und Technik, 60 Suhl, Ernst-Thälmann-Platz 4.

Rechentechnisches Kolloquium

Der Bereich Analog- und Prozeßrechentechnik des Organisations- und Rechenzentrums der TH „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg veranstaltet am 15. November 1979 ein Kolloquium zum Thema „Prozeß-/Mikrorechentechnik und Prozeßsimulation". Die Veranstaltung verfolgt das Ziel, Ergebnisse der Grundlagen- und angewandten Forschung auf ausgewählten Gebieten der Rechentechnik darzulegen und den Austausch von Forschungsergebnissen und Erfahrungen zwischen Hochschul- und Industrieeinrichtungen zu unterstützen.
Anforderungen der Themen- und Zeitpläne sowie Teilnahmemeldungen sind bis zum 26. Oktober 1979 an das Organisations- und Rechenzentrum der TH „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg (Tel.: 462923) zu richten.

Fachtagung: Rationalisierung der elektrischen Anschluß- und Verbindungstechnik

Die Technologischen Zentren „Anschlußtechnik Schwachstrom" und „Anschlußtechnik Starkstrom" des Industriebereiches Elektrotechnik/Elektronik veranstalten in Zusammenarbeit mit dem Institut für Rationalisierung und dem FV Elektrotechnik der KDT am 20. und 21. März 1980 in Berlin die o. g. Tagung mit folgenden Schwerpunkten:

- Anwendung moderner und effektiver Verfahren der Anschlußtechnik
- Einsatz verbesserter Werkstoffe
- Zukünftige Forderungen an die Anschlußtechnik.

Die Thematik soll Konstrukteure, Technologen aber auch Monteure aus den Arbeitsbereichen Verdrahtung, Verkabelung und Elektromontage ansprechen.
Interessierte Referenten und Teilnehmer wenden sich an das Institut für Nachrichtentechnik, Abt. TV 2, Kolln. *Büttner*, 116 Berlin, Edisonstr. 63, Telefon: 6382549, Telex: INATE Berlin 112637.

Informationstagung „Automatisierungsgeräte/Mikroelektronik"

17. bis 19. September 1979 Magdeburg

Auf dieser Veranstaltung werden neue Aspekte in der Entwicklung von Bauelementen, Geräten und Anlagen unter dem Einfluß der Mikroelektronik vorgetragen.
Auskünfte erteilt: KDT, BV Magdeburg, 301 Magdeburg, Postfach 227, Telefon: 58114, App. 16.

rechentechnik/datenverarbeitung Verlag Die Wirtschaft (Heft 6/79) (DDR-1055 Berlin, Am Friedrichshain 22)

Zur Ausbildung der Studierenden technischer Wissenschaften in Informationsverarbeitung
Von *F. Stuchlik*

Anlagenbezogene Aus- und Weiterbildung von EDV-Spezialisten
Von *L. Kern*

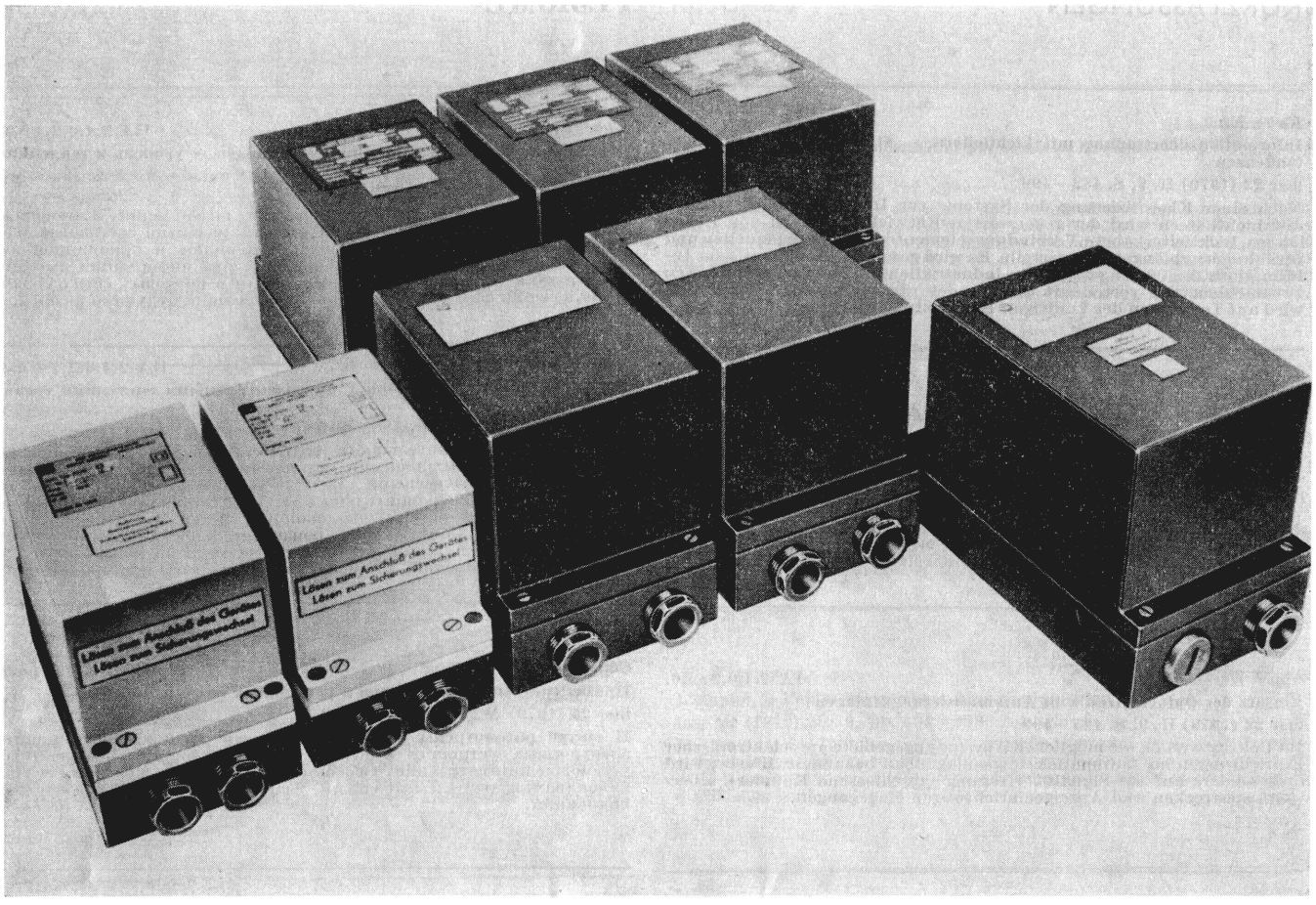
Entwicklung der Rechentechnik beeinflußt EDV-Ausbildung in der UdSSR
Von *B. K. Damitow, Kopshasar* und *N. Naribaew*

Zur Anwendung der EDV in Ungarn
Von *L. Németh*

Die Volksrepublik Ungarn auf der Moskauer ESER II/SKR-Ausstellung
Von *M. Szabó*

Erfahrungen mit EDV-gestützten Informationsflußanalysen
Von *P. Dobay, J. Poor* und *W. Engels*

Spezialschaltuhren
für alle Zwecke
Sonderanfertigungen nach Angaben und Diagramm
Schaltuhren mit Wischkontakt
Programmsteuer-Schaltwalzen bis 40 Stromkreise
Schaltwalzen für Neonwerbung
Impulsgeber, Zeitschalter
Schaltuhr-Reparaturen
Reparatur-Service
RZw und RZwa Zeitrelais
PGH-Uhren-Technik
Bereich II — Elektrische Zeitschaltung
8053 Dresden
Tolkewitzer Str. 53
Ruf 3 09 40



Geräte für die Meßwerterfassung

Zur Lösung vielfältiger Automatisierungsaufgaben in allen Industriezweigen fertigen wir:

Elektrische Meßumformer zur Wandlung elektrischer natürlicher Signale in elektrische Einheitsstromsignale.

— Der Typ EMU bietet höhere Genauigkeit und gewährleistet die Realisierung von Life-zero-Ausgangssignalen. Infolge der eigensicheren Variante kann das Gerät auch in explosionsgefährdeten Zonen in der Nähe des Meßortes eingesetzt werden.

— Der Typ KMU ist auch als Konstantstrom- bzw. Konstantspannungsquelle einsetzbar. Das Gerät realisiert die meßkreisseitige Eigensicherheit der Kategorie IICKo.

Weiterhin liefern wir:

Potentialtrenner Typ PTS zum Aufbau von eigensicheren Meß- oder Steuerstromkreisen, vorwiegend in Anlagen der Chemieindustrie mit Ex-Gefahr. Denn das Gerät gewährleistet die galvanische Trennung von eigensicheren und nichteigensicheren Stromkreisen und von Stromkreisen mit unterschiedlichem Potential.

DDR-AUTOMATISIERUNGSGERÄTE

VEB MESSGERÄTEWERK ERICH WEINERT MAGDEBURG
BETRIEB DES KOMBINAT VEB EAW

HEIM-ELECTRIC
EXPORT-IMPORT
Volkseigener Außenhandelsbetrieb
der Deutschen Demokratischen Republik
DDR - 1026 Berlin, Alexanderplatz 6
Haus der Elektroindustrie
Telefon 21 80 · Telex 01 122-57

KURZFASSUNGEN

Kube, E.: IA 2.4.0.2; 5.8.

Informationsübertragung mit Lichtleitern – Stand und Entwicklungstendenzen

msr 22 (1979) H. 9, S. 482 – 490

Nach einer Klassifizierung der Systeme zur Informationsübertragung mit Lichtleitern wird der gegenwärtige Entwicklungsstand von Lichtleitern, Lichtleiterkabeln, Verbindungselementen, Strahlungsquellen und Strahlungsempfängern dargestellt. Es wird gezeigt, daß die optische Informationsübertragung sowohl in industriellen als auch in postalischen Fernmeldenetzen vorteilhaft angewendet werden kann. Abschließend wird auf Tendenzen der künftigen Entwicklung hingewiesen.

Güttler, F.: IA 2.4.0.2; 4.2.3.

Meßdatenübertragung mit Lichtleitersystemen

msr 22 (1979) H. 9, 490 – 494

Die Unempfindlichkeit optischer Übertragungskanäle gegenüber industriellen Störsignalen macht Lichtleitersysteme für die Automatisierungstechnik interessant. Ausgehend von einem Systemmodell mit relativ einfachen Komponenten wird der Entwurf von Lichtleitersystemen zur Meßdatenübertragung dargestellt. Die Kennzeichnung der Leistungsfähigkeit industrieller Lichtleitersysteme erfolgt durch die Verknüpfung der Kenngrößen Meßdatenfluß, Lichtleiterlänge und Bitfehlerrate.

Göpel, K.; Richter, K.: IA 2.4.0.2; 5.0.

Einsatz der Optoelektronik in Automatisierungsanlagen

msr 22 (1979) H. 9, S. 495 – 499

Im Beitrag werden die möglichen Anwendungsgebiete optoelektronischer Einrichtungen im Automatisierungsanlagenbau behandelt. Hierbei wird insbesondere auf die Signalübertragung (geschlossene Koppler), Übertragungsstrecken und Anzeigeeinrichtungen eingegangen.

Ermisch, J.: IA 4.3.2.4; 5.5.4.

Einsatz optischer Übertragungsstrecken in der energetischen Elektrotechnik und in der Hochspannungsprüftechnik

msr 22 (1979) H. 9, S. 499 – 502

Mit der Lichtleiterübertragungstechnik können auf dem Gebiet der Starkstrom- und Hochspannungstechnik Lösungen erarbeitet werden, die ohne den Einsatz optischer Trennstrecken nicht oder nur mit hohem Rohstoffeinsatz zu lösen wären. Im Beitrag sind einige Lösungen aufgezeigt, durch die neben einer Gebrauchswerterhöhung ein nicht zu unterschätzender ökonomischer Effekt erzielt werden kann.

Lenk, A.: IA 4.2.3.0.

Fehlerbewertung von Meßgeräten

msr 22 (1979) H. 9, S. 503 – 505

Zur Beurteilung der Fehlereigenschaften von Meßeinrichtungen ist in jedem Fall die Kenntnis der Fehlerwahrscheinlichkeitsdichte erforderlich. Eine Analyse des Fehlereinflusses in Verbindung mit der weiteren Verwendung des Meßergebnisses führt zur Kenngröße „Mittlerer Verlust je Messung". Es wird untersucht, welche Bedeutung diese Kenngröße bei meßtechnischen Fragestellungen hat.

Zipser, L.; Dorfmüller, L.: IA 4.3.1.3; 4.3.1.4.

Stand und Entwicklungstendenzen bei pneumatisch/elektrischen und elektrisch/pneumatischen Signalwandlern (Teil II)

msr 22 (1979) H. 9, S. 505 – 507

Auf Grund der steigenden Anforderungen an die Automatisierungsgeräte ist es notwendig, pneumatisch/elektrische und elektrisch/pneumatische Signalwandler bezüglich Genauigkeit, Dynamik, Zuverlässigkeit, Baugröße usw. zu verbessern. In diesem Beitrag wird untersucht, welche Weiterentwicklungen der konventionellen magnetischen Signalwandler noch zu erwarten sind und welche Möglichkeiten bestehen, elektrokinetische, piezoelektrische, thermische und piezoresistive Effekte zum Aufbau verbesserter Signalwandler zu nutzen.
Teil I erschien im H. 8/1979.

Lüdge, W.; Lüdge, A.: IA 4.5.1.5.

Rechnergestützte Testung von Analog/Digital-Wandlern

msr 22 (1979) H. 9, S. 508 – 511

Es wird ein statistisches Verfahren zur A/D-Wandlertestung angegeben. Voraussetzung hierfür ist ein rechnergeführter On-line-Meßplatz, über den mit einem entsprechenden Programm die Häufigkeitsverteilung eines angelegten Rauschsignals aufgenommen wird. Durch Vergleich der Meßwerte mit der bekannten Häufigkeitsverteilung des Rauschsignals erhält man direkt die differentielle Linearität des A/D-Wandlers. Es werden Aussagen über die Genauigkeit des Verfahrens abgeleitet.

РЕЗЮМЕ

Kube, E.: IIA 2.4.0.2.; 5.8.

Передача информации с помощью световодов – уровень и тенденции развития

msr 22 (1979) №. 9, стр. 482 – 490

После классификации систем передачи информации с помощью световодов изображен настоящий уровень развития световодов, кабелей световодов, элементов связи, источников и приемников излучения. Показано, что оптическая передача информации выгодно применяется как в промышленных, так и в почтовых сетях связи. В заключении обращано внимание на тенденции будущего развития.

Güttler, F.: IIA 2.4.0.2.; 4.2.3.

Передача данных измерений с оптоэлектронными системами световодов

msr 22 (1979) №. 9, стр. 490 – 494

Благодаря нечувствительности оптических каналов передачи по сравнению с промышленными сигналами помех стекловолоконные системы станут интересными для техники автоматизации. Исходя из модели системы со сравнительно простыми составляющими изображено проектирование стекловолоконных систем для передачи данных измерений. Обозначение производительности промышленных стекловолоконных систем происходит путем связи показателей потока данных измерений, длины волокна и частоты повторения ошибок битов.

Göpel, K.; Richter, K.: IIA 2.4.0.2.; 5.0.

Применение оптоэлектроники в установках автоматизации

msr 22 (1979) №. 9, стр. 495 – 499

В статье рассмотрены возможные области распространения оптоэлектронных устройств в центре по строительству комплектных установок автоматизации. Особенно остановились на передаче сигналов (замкнутый элемент связи), участках передачи и устройствах индикации.

Ermisch, J.: IIA 4.3.2.4.; 5.5.4.

Применение оптических линий передачи в области энергетической электротехники и высоковольтной испытательной техники

msr 22 (1979) №. 9, стр. 499 – 502

При помощи техники передачи световодов в области сильноточной и высоковольтной техники возможна разработка решений, которые без применения оптических участков разделения не возможно реализовать или осуществлять только при большом количестве сырья. В статье показан ряд решений, с помощью которых наряду с повышением потребительной стоимости возможен экономический эффект, который нельзя недооценивать.

Lenk, A.: IIA 4.2.3.0.

Оценка погрешностей измерительных приборов

msr 22 (1979) №. 9, стр. 503 – 505

Для оценки свойств погрешностей измерительных устройств в каждом случае необходимы знания об интенсивности вероятности возникновения погрешности. Анализ влияния погрешности в связи с дальнейшим применением результата измерения приводит к показателю „средней потери при каждом измерении". Исследовано значение этого показателя при постановке вопросов с точки зрения техники измерения.

Zipser, L.; Dorfmüller, L.: IIA 4.3.1.3.; 4.3.1.4.

Уровень и тенденции развития пневмоэлектрических и электропневматических преобразователей сигналов

msr 22 (1979) №. 9, стр. 505 – 507

На основании повышающихся требований к приборам автоматизации необходимо, чтобы улучшить пневмоэлектрические и электропневматические преобразователи сигналов относительно точности, динамики, надежности, габарита и т.д. В статье рассмотрено какие дальнейшие развития стандартных магнитных преобразователей сигналов еще ожидаются и какие имеются возможности использования электрокинематических, пьезоэлектрических, термических и пьезорезистивных эффектов для построения улучшенных преобразователей сигналов.
Часть I опубликована в №. 8 в 1979 г.

Lüdge, W.; Lüdge, A.: IIA 4.5.1.5.

Проверка аналого-цифровых преобразователей при применении вычислительной машины

msr 22 (1979) №. 9, стр. 508 – 511

Указан статистический метод для проверки аналого-цифровых преобразователей. Предпосылкой для этого является место измерения с непосредственным управлением от вычислительной машины, при помощи которого с соответствующей программой снимается статистическое распределение шумового сигнала. Путем сравнения результатов измерения с известным статистическим распределением шумового сигнала непосредственно получается дифференциальная линейность аналогоцифрового преобразователя. Сделаны заключения относительно точности метода.

SUMMARIES

Kube, E.: IA 2.4.0.2.; 5.8.

Information Transmission by Light Pipes — State and Trends

msr 22 (1979) No. 9, pp. 482 – 490

After having classified the systems for information transmission by means of light pipes the author presents the present state of light pipes, light pipe cables, connection elements as well as radiation sources and receivers. It is shown that the optical information transmission may be advantageously applied both in industrial and in postal communication networks. Finally, trends of the further development are pointed out.

Güttler, F.: IA 2.4.0.2.: 4.2.3.

Measurement Data Transmission by Opto-Electronic Light Pipe Systems

msr 22 (1979) No. 9, pp. 490 – 494

The insensitivity of optical transfer channels against industrial perturbations makes glass fibre systems important for automation. Starting from a system model with relatively simple components the author presents the design of glass fibre systems for measurement data transmission. The performance of industrial glass fibre systems is characterized by combining the indices measuring data flow, fibre length and bit error rate.

Göpel, K.; Richter, K.: IA 2.4.0.2.; 5.0.

Application of Opto-Electronics in Automation

msr 22 (1979) No. 9, pp. 495 – 498

The authors deal with the possible fields of application of opto-electonical devices in the construction of automation installations. With this, signal transmission, transfer lines and display devices are treated in detail.

Ermisch, J.: IA 4.3.2.4.; 5.5.4.

Use of Optical Transfer Lines in High-Energy Electrical Engineering and High-Voltage Test Engineering

msr 22 (1979) No. 9, pp. 499 – 502

By means of the light pipe transfer technique, in the field of electrical power and high-voltage engineering, one could elaborate solutions being possible only by use of optical separation lines or by high raw material expense. In this contribution the author shows some solutions by which an important economical effect may be obtained.

Lenk, A.: IA 4.2.3.0.

Error Valuation of Measuring Devices

msr 22 (1979) No. 9, pp. 503 – 505

For judging the error characteristics of measurement devices the error probability density must be known. An analysis of the error influence in connection with the further use of the measurement result leads to the index "mean lost per measurement". The author studies what significance this index has with technical problems.

Zipser, L.; Dorfmüller, L.: IA 4.3.1.3.; 4.3.1.4.

State and Trends with Pneumatic-Electric and Electric-Pneumatic Transmitters

msr 22 (1979) No. 9, pp. 505 – 507

Due to the rising requirements for automation devices it is necessary to improve pneumatic-electric and electric-pneumatic transmitters as to accuracy, dynamics, reliability, dimensions etc. In this contribution the authors study what further developments of the conventional magnetic signal transmitters may be expected and what possibilities exist for improving the transmitters by use of electro-cinetical, piezo-electrical, thermic and piezo-resistive effects.

Lüdge, W.; Lüdge, A.: IA 4.5.1.5.

Computer-Aided Test of Analogue-to-Digital Converters

msr 22 (1979) No. 9, pp. 508 – 511

The authors present a statistical method for testing analogue-to-digital converters. For this, a computer-guided on-line test rack must be available by which the distribution of a noise signal may be measured. By comparing the measuring values with the known distribution of the noise signal one obtains directly the differential linearity of the analogue-to-digital converter. Statements as to the accuracy of the method are derived.

RÉSUMÉS

Kube, E.: IA 2.4.0.2.; 5.8.

La transmission des informations par conduits de lumière — l'état présent et des tendances

msr 22 (1979) No. 9, pp. 482 – 490

Après ayant classifié les systèmes de la transmission des informations à l'aide de conduits de lumière, l'auteur présente l'état présent de conduits de lumière, câbles de conduit de lumière, éléments de connexion, sources et récepteurs de rayonnement. Il est montré que la transmission optique des informations peut être employée avantageusement dans des réseaux industriels et postaux. Enfin, l'auteur indique à des tendances du développement futur.

Güttler, F.: IA 2.4.0.2.; 4.2.3.

La transmission des données de mesure par de systèmes opto-électroniques à conduit de lumière

msr 22 (1979) No. 9, pp 490 – 494

L'insensibilité de canaux optiques à des perturbations industrielles rend des systèmes à fibre de verre importants pour l'automation. A partir d'un modèle de système contenant des composantes relativement simples, l'auteur présente le projet de systèmes à fibre de verre pour le transfert des données de mesure. La performance des systèmes industriels à fibre de verre est caractérisée par la combinaison des indices flux des données de mesure, longueur de fibre et quantité des erreurs de bit.

Göpel, K.; Richter, K.: IA 2.4.0.2.; 5.0.

L'emploi de l'opto-électronique dans l'automation

msr 22 (1979) No. 9, pp. 495 – 499

Les auteurs traitent les possibles champs d'emploi de dispositifs opto-électroniques dans la construction des installations d'automation. Avec cela, la transmission des signaux, les lignes de transfert et les dispositifs d'affichage sont traités en détail.

Ermisch, J.: IA 4.3.2.4; 5.5.4.

L'emploi de lignes de transfert optiques dans l'électrotechnique énergétique et la technique d'essai pour haute tension

msr 22 (1979) No. 9, pp. 499 – 502

A l'aide de la technique de transmission par conduit de lumière, dans les champs de la technique de courants forts et de la technique de la haute tension, on peut élaborer des solutions n'étant possibles que par l'emploi de lignes de séparation optiques ou par une haute dépense de matière première. Dans cette contribution, l'auteur montre quelques solutions par lesquelles un grand effet économique peut être obtenu.

Lenk, A.: IA 4.2.3.0.

Jugement d'erreurs près de dispositifs de mesure

msr 22 (1979) No. 9, pp. 503 – 505

Pour juger les caractéristiques d'erreur de dispositifs de mesure, il faut connaître la densité de probabilité d'erreur. Une analyse de l'influence d'erreur en connexion avec l'emploi ultérieur du résultat de mesure conduit à l'index "perte moyenne par mesure". L'auteur étudie quelle signification est exprimée par cet index près de problèmes techniques.

Zipser, L.; Dorfmüller, L.: IA 4.3.1.3.; 4.3.1.4.

L'état présent et des tendances près de transmetteurs pneumatiques-électriques et électriques-pneumatiques

msr 22 (1979) No. 9, pp. 505 – 507

A cause des exigences augmentantes pour des dispositifs d'automation, il faut améliorer les transmetteurs pneumatiques-électriques et électriques-pneumatiques quant à la précision, dynamique, fiabilité, dimension etc. Dans cette contribution, les auteurs étudient quels développements ultérieurs des transmetteurs magnétiques conventionnels peuvent être attendus et quelles possibilités existent pour améliorer les transmetteurs par utilisation d'effets électro-cinétiques, piézo-électriques, thermiques et piézo-résistifs.

Lüdge, W.; Lüdge, A.: IA4.5.1.5.

Test par calculateur de convertisseurs analogiquesnumériques

msr 22 (1979) No. 9, pp. 508 – 511

Les auteurs décrivent une méthode statistique pour le test de convertisseurs analogiques-numériques. Pour cela, il faut disposer d'une baie de mesure on-line conduite par calculateur pour mesurer la distribution d'un signal bruit. Par comparaison des valeurs de mesure avec la distribution connue du signal bruit, on obtient directement la linéarité du convertisseur analogique-numérique. Des propositions quant à la précision de la méthode sont dérivées.

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Klima- und Kältetechnik
TECHNIK-WÖRTERBUCH
Englisch – Deutsch – Französisch – Russisch
Von einem Autorenkollektiv
2., durchgesehene Aufl., 404 Seiten, 38,– M
Bestell-Nr. 552 503 8 .....

Elektrische Maschinen
Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise
Von *G. Müller*
4., durchgesehene Aufl., 538 Seiten, 2 Beil.,
542 Bilder, 31 Tafeln, 40,– M
Bestell-Nr. 552 467 6 .....

Technische Akustik
TECHNIK-WÖRTERBUCH
Englisch – Deutsch – Französisch – Russisch –
Spanisch – Polnisch – Ungarisch – Slowakisch
Von *W. Reichardt*
2., durchgesehene Aufl., 268 Seiten, 30,– M
Bestell-Nr. 552 499 1

Darüber hinaus können Sie alle in der „msr" angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Verdruck bestellen.

Expl.

.....

.....
Name, Vorname

.....
Anschrift mit Postleitzahl

....
Datum Unterschrift

messen · steuern · regeln

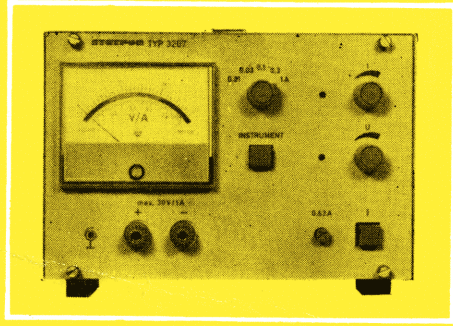
Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-102 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 287 00; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsleiter	Dipl.-Ök. *Herbert Sandig*
Redaktion	Dipl.-Ing.-Ök. *Ruth Gutjahr*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 287 03 62)
Lizenz-Nr.	1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	15936
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	VEB Druckerei „Thomas Müntzer", 582 Bad Langensalza
	Umschlag – eingetragene Schutzmarke des Warenzeichenverbandes Regelungstechnik e. V., Berlin
Anzeigenannahme	DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin, 1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon: 236 27 76), und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 6 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR	Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat und Postämter
SVR Albanien	Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR Polen	ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
ČSSR	PNS, Vinohradská 46, 120 43 Praha 2 PNS, Gottwaldovo nám. 48, 884 19 Bratislava
Ungarische VR	P.K.H.I., P.O.B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba	Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China	China National Publications Import Corporation, P.O. Box 88, Peking
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52, sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR-102 Berlin, Postfach 293
Österreich	Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-701 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR-102 Berlin, Postfach 293

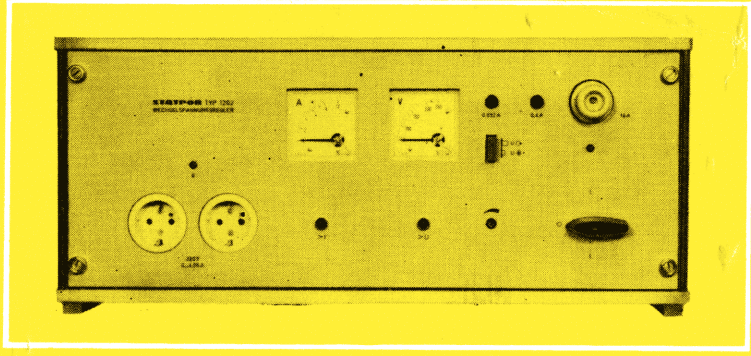
Annahmebedingungen

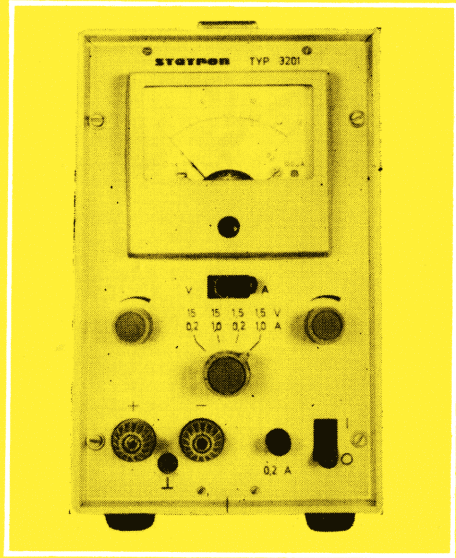
Die Redaktion veröffentlicht nur solche Beiträge, die noch an keiner anderen Stelle des In- und Auslandes in dieser Form erschienen sind oder bis zur Veröffentlichung erscheinen werden und die die Verfasser bis zum Ablauf des ersten, dem Erscheinen folgenden vollen Kalenderjahres an keiner anderen Stelle veröffentlichen, ohne hierzu vorher die Zustimmung der Redaktion der Zeitschrift eingeholt zu haben. Mit der Annahme und Veröffentlichung des Manuskriptes geht das ausschließliche Verlagsrecht für alle Sprachen und Länder auf den Verlag über. Es ist ohne ausdrückliche Genehmigung der Redaktion nicht gestattet, fotografische Vervielfältigungen, Mikrofilme u. a. von Heften der Zeitschrift, einzelnen Beiträgen oder von Teilen daraus herzustellen. Ferner behält sich die Redaktion Änderungsvorschläge nach der Durcharbeitung der Beiträge vor. Genehmigungspflichtige Beiträge müssen den Vermerk enthalten, daß beim Autor ein schriftliches Einverständnis des Betriebes bzw. des Instituts vorliegt.

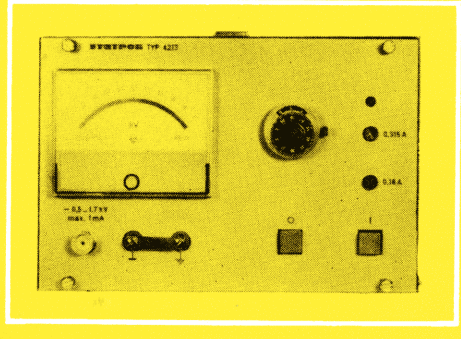
Richtlinien für die Manuskriptgestaltung sind dem Heft 1 (Beilage) messen · steuern · regeln 1979 zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung dieser Gesichtspunkte garantiert eine sofortige Bearbeitung und verzögerungsfreie Veröffentlichung der Arbeit in der Zeitschrift.

STABILE STROM-VERSORGUNG FÜR LABOR UND PRÜFFELD









Wechsel-
spannungsregler
Gleich-
spannungsregler
Stereokompakt-
lautsprecher

veb statron

DDR-124 Fürstenwalde-Ehrenfried-Jopp-Straße 59
Telefon 6051 Telex 168641

HEIM-ELECTRIC
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 1026 BERLIN ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

RFT

######## ########
15936-9 114 926 164
HAUPTBIBBUNA
4200-2412 pf-

Isotimpex

BIETET HOCHQUALITATIVE GERÄTE UND AUTOMATISIERUNGS-MITTEL AN

- Einphasen-Stromzähler
- Dreiphasen-Stromzähler
- elektrische Ausführungsmechanismen
- Manometer
- technische Waagen
- Waagen mit Ziffernanzeige
- pneumatische Erzeugnisse
- Relais
- elektrische Meßgeräte

Exporteur:

Isotimpex

AHO „ISOTIMPEX"
Ul. Tschapajev 51
SOFIA/VR BULGARIEN
Tel.: 73-61 Telex: 022731/022732